

09,8907

PCT/JP 00/09139

22.12.00

日 本 国 特 許 庁

PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

JP00/9139

REC'D 02 MAR 2001

WIPO

PCT

EU

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日

Date of Application:

2000年 1月14日

出 願 番 号

Application Number:

特願2000-006642

出 願 人

Applicant (s):

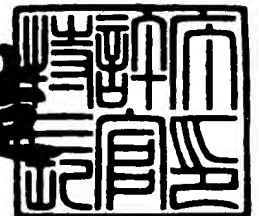
アンリツ株式会社

**PRIORITY
DOCUMENT**
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)

2001年 2月 9日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2001-3005406

【書類名】 特許願
【整理番号】 101386
【あて先】 特許庁長官殿
【発明者】

【住所又は居所】 東京都港区南麻布五丁目10番27号 アンリツ株式会
社内

【氏名】 青木 隆
【発明者】

【住所又は居所】 東京都港区南麻布五丁目10番27号 アンリツ株式会
社内

【氏名】 内野 政治
【特許出願人】
【識別番号】 000000572
【氏名又は名称】 アンリツ株式会社
【代表者】 中川 裕雄
【代理人】

【識別番号】 100079337
【弁理士】
【氏名又は名称】 早川 誠志
【電話番号】 03-3490-4516

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 043443
【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1
【物件名】 図面 1
【物件名】 要約書 1
【包括委任状番号】 9712293

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 ワンダ発生装置およびディジタル回線試験装置

【特許請求の範囲】

【請求項1】

所望のタイムデビエーション特性を満足するワンダを有するクロック信号を発生するためのワンダ発生装置であって、

前記クロック信号の中心周波数を定めるデータを設定するための中心周波数情報設定手段と、

前記所望のタイムデビエーション特性の特性情報を設定するための特性情報設定手段と、

前記特性情報設定手段によって設定された特性情報に基づいて、前記所望のタイムデビエーション特性に対応する周波数変動の電力スペクトル密度分布特性を有する揺らぎ信号列を発生する揺らぎ信号列発生部と、

前記中心周波数情報設定手段によって設定されたデータと、前記揺らぎ信号列発生部から出力される揺らぎ信号列とを加算する加算器と、

前記加算器の出力に対応した周波数の信号を出力するダイレクトディジタルシンセサイザと、

前記ダイレクトディジタルシンセサイザの出力信号を波形整形してクロック信号を出力するクロック信号出力回路とを備えたワンダ発生装置。

【請求項2】

前記揺らぎ信号列発生部は、

擬似ランダム信号に基づいて白色雑音信号を発生する雑音発生手段と、

前記特性情報設定手段によって設定された特性情報に基づいて、前記雑音発生手段から出力された白色雑音信号の電力スペクトル密度分布を、前記周波数変動の電力スペクトル密度分布特性に近似させるための伝達関数のインパルス応答を演算するインパルス応答演算手段と、

前記インパルス応答演算手段の演算結果と前記雑音発生手段から出力される雑白色雑音信号との畳込み演算を行い、前記周波変動の電力スペクトル密度分布特性を有する揺らぎ信号列を発生する畳込み演算手段とを備えていることを特徴と

する請求項 1 記載のワンダ発生装置。

【請求項 3】

前記インパルス応答演算手段は、前記周波数変動の電力スペクトル密度分布特性と前記伝達関数との誤差分に対応する補正関数によって、インパルス応答を補正することを特徴とする請求項 2 記載のワンダ発生装置。

【請求項 4】

前記畳込み演算手段は、前記インパルス応答の演算結果の絶対値が小さい方の積和演算を優先的に行うことを特徴とする請求項 2 記載のワンダ発生装置。

【請求項 5】

前記インパルス応答演算手段は、前記雑音発生手段から白色雑音信号が出力される毎に前記インパルス応答の演算を毎回行うように構成され、

前記畳込み演算手段は、前記インパルス応答演算手段によって毎回算出される演算結果を用いて畳込み演算を行うことを特徴とする請求項 2 記載のワンダ発生装置。

【請求項 6】

前記揺らぎ信号列発生部は、

擬似ランダム信号に基づいて白色雑音信号を発生する雑音発生手段と、

前記雑音発生手段から出力された雑音信号を、前記周波数変動の電力スペクトル密度分布特性の周波数範囲を分割する複数の帯域にそれぞれ応じた信号経路に振り分け、前記各帯域に対応したレートで出力するデータ振分手段と、

前記データ振分手段によって振り分けられた各レート毎の雑音信号に対して、前記周波数変動の電力スペクトル密度分布特性の周波数範囲を複数の帯域に分割する前記各帯域毎のスペクトルの大きさに応じた重み付けを行う重み付け手段と、

前記重み付け手段によって重み付けされた各レートの雑音信号を合成して、前記周波数変動の電力スペクトル密度分布特性を有する揺らぎ信号列を発生する合成手段とを備えていることを特徴とする請求項 1 記載のワンダ発生装置。

【請求項 7】

前記雑音発生手段は、

それぞれ異なる初期位相で M 系列の擬似ランダム符号を発生する複数の (m) 組

の擬似ランダム信号発生手段を有し、

前記各擬似ランダム信号発生手段の所定段の出力をまとめてmビット並列の白色雑音信号として出力するように構成されていることを特徴とする請求項2または請求項6記載の記載のワンダ発生装置。

【請求項8】

~~規定のタイムデビエーション特性を満足するワンダを有するクロック信号を発生するためのワンダ発生装置と、~~

前記ワンダ発生装置から出力されたクロック信号に同期したデジタル信号を試験対象のデジタル回線に送出する送信部と、

前記試験対象のデジタル回線から折り返されたデジタル信号を受信するとともに、該受信したデジタル信号のクロック信号を再生する受信部と、

前記受信部が受信したデジタル信号の誤り測定を行う誤り測定部と、

前記受信部によって再生されたクロック信号のタイムデビエーション特性を測定するタイムデビエーション測定部と、

表示装置と、

前記誤り測定部の測定結果を前記表示装置に表示するとともに、前記タイムデビエーション測定部で測定されたタイムデビエーション特性を前記規定のタイムデビエーション特性と対比できるように前記表示装置に表示する表示制御手段とを備えたデジタル回線試験装置。

【請求項9】

前記ワンダ発生装置が、前記請求項1または請求項2または請求項3または請求項4または請求項5または請求項6または請求項7記載のワンダ発生装置であることを特徴とする請求8記載のデジタル回線試験装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、ワンダのあるクロック信号を発生するワンダ発生装置およびこれを用いた回線試験装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

デジタル回線に伝送されるデジタル信号は、伝送路上の雑音等の影響を受けて位相が揺らぐ。

【0003】

この位相の揺らぎのうち、一般にその揺らぎの周波数が10Hzより高い成分をジッタ、10Hzより低い成分をワンダと呼んでおり、このような位相揺らぎが大きくなると、回線がそのデジタル信号を正しく伝達できなくなり、符号の誤りが大きくなる。

【0004】

したがって、デジタル回線の評価を行う場合、ジッタやワンダについての測定が必要となる。

【0005】

ワンダに関する一つの評価方法として、タイムデビエーション（以下TDEVと記す）がある。

【0006】

TDEVの測定は、ワンダのあるデジタル信号のクロック信号成分と、基準のクロック信号との位相差TIE (Time Interval Error) を、その初期位相差に対する変化量として順次求め、このTIEデータをもとにして、次式の演算を行う。

【0007】

$$TDEV(\tau) = \left\{ \frac{1}{6n^2} \right\} \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m \left\{ \sum_{i=j}^{n+j-1} (x_{i+2n} - 2x_{i+n} + x_i) \right\}^2 \Bigg\}^{1/2}$$

【0008】

ただし、 $m=N-3n+1$ 、 x_i はTIEサンプルデータ、 N は全サンプル数、 τ は積分時間 (Integration Time) ($\tau=n \cdot \tau_0$)、 n はサンプリング数 ($n=1, 2, \dots, N/3$)、 τ_0 はサンプリング周期、記号 $\sum_{j=1}^m$ は $j=1 \sim m$ までの総和、記号 $\sum_{i=j}^{n+j-1}$ は $i=j \sim n+j-1$ までの総和を示す。

【0009】

TDEV (τ) は、最大積分時間の12倍の測定時間の全TIEデータをもとに求める。例えば、サンプリング周期 τ_0 が1/80秒(12.5ミリ秒)のときに、 $\tau=1000$ 秒のTDEV(1000)を求める場合、12000秒(80サンプル/秒 \times 1000秒 \times 12=960000サンプル)分の測定データを使って上記式を計算する。

【0010】

このTDEVを用いてデジタル回線を評価する場合、位相揺らぎのないデジタル信号を試験対象の回線の一端に入力して他端側でTDEVの測定を行う方法や、ワンダを有するクロック信号に同期したデジタル信号を試験対象の回線に入力するとともにそのワンダの大きさや周波数を変えながら、他端側でデジタル信号の誤り率を測定し、ワンダの大きさや周波数に対する回線の耐力を調べる方法等があった。

【0011】

後者のようにワンダのあるデジタル信号を用いて試験対象の回線の評価を行うために、10Hz以下の位相揺らぎをもつクロック信号を発生するワンダ発生装置が用いられる。

【0012】

図31は従来のワンダ発生装置10の構成を示すもので、変調信号発生器11から出力される10Hzより低い位相変調用の変調信号と、基準電圧発生器12から出力される基準電圧とを加算器13によって加算し、その加算器13の出力をVCO(電圧制御発振器)14に入力して、基準電圧に対応した中心周波数を持ち、変調信号によって位相変調されたクロック信号CKを発生している。

【0013】

このワンダ発生装置10では、変調信号発生器11から出力される変調信号の周波数や振幅を可変することによって、クロック信号CKのワンダの周波数や大きさを可変することができる。

【0014】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、近年では、TDEVマスク (Mask) と呼ばれANSI等によって規定されたTDEV特性を満足するワンダを有するデジタル信号を用いてデジタル回線の評価を行う方法が提案されている。

【0015】

このTDEVマスクには、図32の(a)のように、ある積分時間 τ_1 までは一定で、積分時間 τ_1 を超える範囲では $\tau^{1/2}$ に比例して増加する特性M1 (ANSI T1.101-1994のSection 7.22や、105-03-1994のSection D.2.2.1等)や、図32の(b)のように、ある積分時間 τ_1 までは一定で、積分時間 τ_1 から τ_2 までの範囲では $\tau^{1/2}$ に比例して増加し、積分時間 τ_2 を超える範囲では、 $\tau^{1/2}$ に比例して増加する特性M2 (ANSI T1.101-1994のSection 7.3.2や、105-03-1994のSection D.2.1、同Section D.2.2.2)等がある。

【0016】

しかしながら、前記したように単信号の位相変調しかできない従来のワンダ発生装置10では、上記のように積分時間範囲毎に変化するようなTDEV特性を満足するクロック信号を発生させることは困難であり、このため、任意のTDEVマスク特性を満足するクロック信号を発生できるワンダ発生装置の実現が望まれていた。

【0017】

本発明は、この課題を解決し、任意のTDEVマスクを満足するクロック信号を容易に且つ精度良く発生させることができるワンダ発生装置およびこのワンダ発生装置を含むデジタル回線試験装置を提供することを目的としている。

【0018】

【課題を解決するための手段】

前記目的を達成するために、本発明の請求項1のワンダ発生装置は、
所望のタイムデビエーション特性を満足するワンダを有するクロック信号を発生するためのワンダ発生装置であって、

前記クロック信号の中心周波数を決めるデータを設定するための中心周波数情

報設定手段と、

前記所望のタイムデビエーション特性の特性情報を設定するための特性情報設定手段と、

前記特性情報設定手段によって設定された特性情報に基づいて、前記所望のタイムデビエーション特性に対応する周波数変動の電力スペクトル密度分布特性を有する揺らぎ信号列を発生する揺らぎ信号列発生部と、

前記中心周波数情報設定手段によって設定されたデータと、前記揺らぎ信号列発生部から出力される揺らぎ信号列とを加算する加算器と、

前記加算器の出力に対応した周波数の信号を出力するダイレクトディジタルシンセサイザと、

前記ダイレクトディジタルシンセサイザの出力信号を波形整形してクロック信号を出力するクロック信号出力回路とを備えている。

【0019】

また、本発明の請求項2のワンド発生装置は、請求項1のワンド発生装置において、

前記揺らぎ信号列発生部は、

擬似ランダム信号に基づいて白色雑音信号を発生する雑音発生手段と、

前記特性情報設定手段によって設定された特性情報に基づいて、前記雑音発生手段から出力された白色雑音信号の電力スペクトル密度分布を、前記周波数変動の電力スペクトル密度分布特性に近似させるための伝達関数のインパルス応答を演算するインパルス応答演算手段と、

前記インパルス応答演算手段の演算結果と前記雑音発生手段から出力される雑白色雑音信号との畳込み演算を行い、前記周波変動の電力スペクトル密度分布特性を有する揺らぎ信号列を発生する畳込み演算手段とを備えていることを特徴としている。

【0020】

また、本発明の請求項3のワンド発生装置は、請求項2のワンド発生装置において、

前記インパルス応答演算手段は、前記周波数変動の電力スペクトル密度分布特

性と前記伝達関数との誤差分に対応する補正関数によって、インパルス応答を補正することを特徴としている。

【 0 0 2 1 】

また、本発明の請求項 4 のワンド発生装置は、請求項 2 のワンド発生装置において、

前記畳込み演算手段は、前記インパルス応答の演算結果の絶対値が小さい方の積和演算を優先的に行うことを特徴としている。

【 0 0 2 2 】

また、本発明の請求項 5 のワンド発生装置は、請求項 2 のワンド発生装置において、

前記インパルス応答演算手段は、前記雑音発生手段から白色雑音信号が出力される毎に前記インパルス応答の演算を毎回行うように構成され、

前記畳込み演算手段は、前記インパルス応答演算手段によって毎回算出される演算結果を用いて畳込み演算を行うことを特徴としている。

【 0 0 2 3 】

また、本発明の請求項 6 のワンド発生装置は、請求項 1 のワンド発生装置において、

前記揺らぎ信号列発生部は、

擬似ランダム信号に基づいて白色雑音信号を発生する雑音発生手段と、

前記雑音発生手段から出力された雑音信号を、前記周波数変動の電力スペクトル密度分布特性の周波数範囲を分割する複数の帯域にそれぞれ応じた信号経路に振り分け、前記各帯域に対応したレートで出力するデータ振分手段と、

前記データ振分手段によって振り分けられた各レート毎の雑音信号に対して、前記周波数変動の電力スペクトル密度分布特性の周波数範囲を複数に分割する前記各帯域毎のスペクトルの大きさに応じた重み付けを行う重み付け手段と、

前記重み付け手段によって重み付けされた各レートの雑音信号を合成して、前記周波数変動の電力スペクトル密度分布特性を有する揺らぎ信号列を発生する合成手段とを備えていることを特徴としている。

【 0 0 2 4 】

また、本発明の請求項 7 のワンダ発生装置は、請求項 2 または請求項 6 のワンダ発生装置において、

前記雑音発生手段は、

それぞれ異なる初期位相で M 系列の擬似ランダム符号を発生する複数 (m) 組の擬似ランダム信号発生手段を有し、

前記各擬似ランダム信号発生手段の所定段の出力をまとめて m ビット並列の白色雑音信号として出力するように構成されていることを特徴としている。

【 0 0 2 5 】

また、本発明の請求項 8 のデジタル回線試験装置は、

規定のタイムデビエーション特性を満足するワンダを有するクロック信号を発生するためのワンダ発生装置と、

前記ワンダ発生装置から出力されたクロック信号に同期したデジタル信号を試験対象のデジタル回線に送出する送信部と、

前記試験対象のデジタル回線から折り返されたデジタル信号を受信するとともに、該受信したデジタル信号のクロック信号を再生する受信部と、

前記受信部が受信したデジタル信号の誤り測定を行う誤り測定部と、

前記受信部によって再生されたクロック信号のタイムデビエーション特性を測定するタイムデビエーション測定部と、

表示装置と、

前記誤り測定部の測定結果を前記表示装置に表示するとともに、前記タイムデビエーション測定部で測定されたタイムデビエーション特性を前記規定のタイムデビエーション特性と対比できるように前記表示装置に表示する表示制御手段とを備えている。

【 0 0 2 6 】

また、本発明の請求項 9 のデジタル回線試験装置は、請求項 8 のデジタル回線試験装置において、

前記ワンダ発生装置が、前記請求項 1 または請求項 2 または請求項 3 または請求項 4 または請求項 5 または請求項 6 または請求項 7 記載のワンダ発生装置であることを特徴としている。

【0027】

【発明の実施の形態】

以下、図面に基づいて本発明の実施形態を説明する。図1は、本発明の実施形態のデジタル回線試験装置20の全体構成を示している。

【0028】

このデジタル回線試験装置20は、任意のTDEVマスク特性を満足するワ
ンダを有するクロック信号CK1を発生するワンダ発生装置21を有している。
このワンダ発生装置21の詳細については後述し、先にデジタル回線試験装置
20の全体構成を説明する。

【0029】

ワンダ発生装置21から出力されたクロック信号CK1は送信部40に入力さ
れる。この送信部40は、ワンダ発生装置21から出力されたクロック信号CK
1に同期した所定パターンのデジタル信号（例えば擬似ランダム信号）Saを
、出力端子20aを介して予め折り返しモードに設定された試験対象のデジタ
ル回線1へ送出する。

【0030】

なお、送信部40は、クロック信号CK1に同期したデジタル信号以外に他
のデジタル信号を多重化してデジタル回線1へ送出する場合もある。

【0031】

受信部41は、デジタル回線1から折り返されてきたデジタル信号Sa'
を入力端子20bを介して受信し、この受信したデジタル信号Sa'からクロ
ック信号CK1'を再生する。

【0032】

誤り測定部42は、受信部41が受信したデジタル信号Sa'の誤り測定を
行うビット単位で行う。

【0033】

また、TDEV測定部43は、受信部41によって再生されたクロック信号C
K1'のタイムデビエーションを測定する。

【0034】

このTDEV測定部43は、図2に示すように、TIE検出部44とTDEV演算部45によって構成されており、TIE検出部44は、受信したクロック信号CK1'と基準クロック発生器44aから出力される基準クロック信号CK2とを位相比較器44bに入力して両者の位相差を検出し、この位相比較器44bの出力から10Hz以下のワンド成分を低域通過フィルタ(LPF)44cによって抽出し、このワンド成分信号をA/D変換器44dによって所定のサンプリング周期(例えば12.5mS)でサンプリングしてデジタル値に変換し、これをTIEデータとしてTDEV演算部45に出力する。

【0035】

TDEV演算部45は、TIE検出部44から出力されるTIEデータについて前記したTDEVの演算を行う。

【0036】

表示制御手段46は、誤り測定部42の測定結果Eを表示装置47に表示するとともに、TDEV測定部43の測定結果を、前記したワンド発生装置21の規定のTDEV特性と対比できるように表示装置47に表示する。

【0037】

このように構成されているので、このデジタル回線試験装置20は、試験対象のデジタル回線1のワンドについての評価を容易に且つ効率的に行うことができる。

【0038】

また、このデジタル回線試験装置20は、その出力端子20aと入力端子20bとを直結すれば、ワンド発生装置21が発生するクロック信号CK1のTDEV特性を測定することができ、表示制御手段47はこの測定結果を規定のTDEVマスクと対比できるように表示装置47に表示することもできる。

【0039】

次に、ワンド発生装置21の構成について説明するが、この構成の説明の前に、本発明のワンド発生装置21の概要を説明する。

【0040】

本発明はTDEV特性に対応する周波数変動の電力スペクトル密度分布特性に

基づいて、このTDEV特性のワンダを有するクロック信号を発生している。

【0041】

即ち、ワンダのTDEV (τ) (ns) の特性と、そのワンダの時間変動の電力スペクトル密度分布 $S_x(f)$ (ns²/Hz) との間には、次の関係が成立することが知られている。

【0042】

$$S_x(f) = (0.75/f) [TDEV(0.3/f)]^2$$

【0043】

例えば、前記図32の(b)に示したTDEVマスクM2のような特性では、積分時間が τ_1 まではTDEV(τ)が一定であるから、図3のように、周波数が $0.3/\tau_1 = f_2$ を超える範囲の電力スペクトル密度分布 $S_x(f)$ は $1/f$ に比例して減少し、積分時間が τ_1 から τ_2 までの範囲ではTDEV(τ)が τ に比例($1/f$ に比例)して増加するので、周波数が $0.3/\tau_1 \sim 0.3/\tau_2 (=f_1)$ の範囲の $S(f)$ は $(1/f) \cdot (1/f)^2 = 1/f^3$ に比例して減少し、積分時間が τ_2 を超える範囲では、TDEV(τ)が $\tau^{1/2}$ に比例($1/f^{1/2}$ に比例)して増加する特性では周波数が f_1 より低い範囲では $S(f)$ は $(1/f) \cdot (1/f) = 1/f^2$ に比例して減少する。

【0044】

一方、時間変動の電力スペクトル密度分布特性 $S_x(f)$ と周波数変動の電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ との間には、

$$S_y(f) = \omega^2 \cdot S_x(f) = (2\pi f)^2 \cdot S_x(f)$$

の関係があることが知られている。

【0045】

つまり、前記した時間変動の電力スペクトル密度分布特性 $S_x(f)$ は、図4に示すように、周波数 f_1 までは一定で、周波数 $f_1 \sim f_2$ の範囲では -3 dB/oct で減少し、周波数 f_2 を超える範囲では 3 dB/oct で増加する周波数変動の電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ に対応している。

【0046】

そこで、このワンダ発生装置21では、周波数について一様分布する白色雑音

に対してフィルタリング処理を行って、図4の電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ の揺らぎ信号列 $y(k)$ を発生させ、これを後述するDDS30によって積分することで、前記のTDEVマスク特性のクロック信号を得ている。

【0047】

また、このフィルタリング処理をデジタルの白色雑音信号列に対して行うために、~~図4の特性 $S_y(f)$ に近似する伝達関数のインパルス応答を求め、この~~インパルス応答の演算によって得られたタップ係数と白色雑音信号列との畳込み演算を行っている。

【0048】

次に、ワンダ発生装置21の具体的な構成について説明する。このワンダ発生装置21は、図5に示すように、中心周波数設定手段22、特性情報設定手段23、揺らぎ信号列発生部24、加算器29、DDS（ダイレクトデジタルシンセサイザ）30、クロック信号出力回路31によって構成されている。

【0049】

中心周波数設定手段22は、出力するクロック信号CK1の中心周波数（例えば2MHz）、即ち、DDS30の出力信号の中心周波数を決めるデータ Y_0 を設定するためのものである。

【0050】

特性情報設定手段23は、出力したい所望のTDEVマスク特性に対応する電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ の形状や折れ曲がり点の周波数情報等の特性情報を設定するためのものである。

【0051】

揺らぎ信号列発生部24は、特性情報設定手段23によって設定された特性情報に基づいて、白色雑音に対するフィルタリング処理を行い、所望のTDEVマスク特性に対応する周波数変動の電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ を満足する揺らぎ信号列 $y(k)$ を発生する。

【0052】

加算器29は、中心周波数設定手段22によって設定されたデータ Y_0 と揺らぎ信号発生部24から出力される揺らぎ信号列 $y(k)$ とを加算し、その加算結

果 $u(k)$ を DDS30 に出力する。

【0053】

DDS30 は、加算器 30a と、加算器 30a の出力をクロック信号 CK3 に同期してラッチするラッチ回路 30b と、正弦波データが連続したアドレス領域に予め記憶されラッチ回路 30b の出力で指定されたアドレスのデータを読み出す波形メモリ 30c と、~~波形メモリ 30c から読み出されたデータをアナログ信号に変換する D/A 変換器 30d と~~からなり、加算器 29 から出力される値に対応した周波数の階段波状の信号を出力する。

【0054】

この DDS30 のクロック信号 CK3 は、クロック信号 CK1 に比べてはるかに高速（例えば 50MHz 程度）であり、ここでは、加算器 29 から出力される値 $u(k)$ に等しい周波数の信号を出力できるように、波形メモリ 30a のアドレス数、クロック信号 CK3 の周波数が予め設定されているものとする。

【0055】

DDS30 の出力信号はクロック信号出力回路 31 に入力される。クロック信号出力回路 31 は、DDS30 の出力信号を波形整形してクロック信号 CK1 を出力するために、DDS30 から出力される階段波状の信号をデータ Y_0 に対応する帯域通過フィルタ (BPF) 31a によって正弦波に変換してコンパレータ 31b に入力する。コンパレータ 31b は、低域通過フィルタ 31a から出力される正弦波信号としきい値 V_r とを比較し、正弦波信号がしきい値 V_r より小的时候きローレベル、正弦波信号がしきい値 V_r 以上のときハイレベルとなる 2 値化されたクロック信号 CK1 を出力する。

【0056】

一方、揺らぎ信号列発生部 24 は、白色雑音信号 $n(k)$ を発生する雑音発生手段 25 と、特性情報設定手段 23 によって設定された特性情報とに基づいて、前記電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ に近似する伝達関数のインパルス応答の時間毎のタップ係数を演算するインパルス応答演算手段 26 と、このインパルス応答演算手段 26 によって算出された各時間毎のタップ係数を記憶するメモリ 27 と、雑音発生手段 25 から出力される白色雑音信号 $n(k)$ とメモリ 27

に記憶された各時間毎のタップ係数とによる畳込み演算を行い、前記相対電力スペクトル密度分布特性 S' を満足する揺らぎ信号列 $y(k)$ を発生する畳込み演算手段 28 とを備えている。

【0057】

この雑音発生手段 25 は、M 系列の擬似ランダム信号に基づいて白色雑音信号 $n(k)$ を生成するものであり、その構成例を図 6、図 7 に示す。

【0058】

図 6 の雑音発生手段 25 は、1 組の擬似ランダム信号発生回路からなり、複数 P 段直列のシフトレジスタ 25 a と、シフトレジスタ 25 の所定段 (P によって決まる) の出力同士との排他的論理和をとる EXOR 回路 25 b とからなり、シフトレジスタ 25 a に全ビット 0 でない初期値をセットして、クロック信号 CK4 を受ける毎に各段の 1 ビットデータをシフトさせるように構成されており、P 段のうちの任意の m 段 (例えば 8 段) の出力を m ビット並列の白色雑音信号 $n(k)$ として順次出力する。

【0059】

また、図 7 の雑音発生手段 25 は、より理想の白色雑音に近似した白色雑音信号を生成するために、前記したシフトレジスタ 25 a と EXOR 回路 25 b からなる擬似ランダム信号発生回路を m 組設け、初期値設定手段 25 c によってシフトレジスタ 25 a₁ ~ 25 a_m にそれぞれ異なる初期値 (全ビット 0 でない) をセットして、クロック信号 CK4 を受ける毎に各シフトレジスタ 25 a₁ ~ 25 a_m がそれぞれ各段の 1 ビットデータをシフトさせるように構成され、各シフトレジスタ 25 a₁ ~ 25 a_m の一つ段の出力をまとめて m ビット並列の白色雑音信号 $n(k)$ として順次出力する。

【0060】

なお、各シフトレジスタ 25 a₁ ~ 25 a_m に設定される初期値は、互いに十分離れているものとする。例えば、P 段のシフトレジスタ 25 a₁ ~ 25 a_m をもつ擬似ランダム信号発生回路の場合、最大で $2^P - 1$ 通りの符号が得られるので、1 組目のシフトレジスタ 25 a₁ には例えば全ビット 1 を初期値として設定し、2 組目のシフトレジスタ 25 a₂ には、全ビット 1 の状態から約 $(2^P - 1$

) / m 回だけ進んだ値を初期値として設定し、3 組目のシフトレジスタ 25 a₃ には、全ビット 1 の状態から約 $2(2^P - 1) / m$ 回だけ進んだ値を初期値として設定するというようにすれば、各シフトレジスタ 25 a₁ ~ 25 a_m の初期値は、ほぼ $(2^P - 1) / m$ 以上の差を持つことになり、P が m に対して十分大きければ、各シフトレジスタ 25 a₁ ~ 25 a_m の出力は無相関なものとなり、これらを 1 ビットずつまとめて m ビット並列にした白色雑音信号 n(k) は理想の白色雑音にきわめて近いものとなる。

【0061】

インパルス応答演算手段 26 は、特性情報設定手段 23 によって設定された特性情報に基づいて、電力スペクトル密度分布特性 S_y(f) に近似する伝達関数のインパルス応答の時間毎のタップ係数 h(t) を演算する。

【0062】

例えば、図 4 の特性 S_y(f) のように、周波数 f₁ までは一定で、周波数 f₁ ~ f₂ の範囲では -3 dB/oct で減少し、周波数 f₂ を超える範囲では 3 dB/oct で増加する特性の伝達関数は、次の伝達関数 H(f) で近似されることが知られている。

【0063】

$$H(f) = (1 + j f / f_2) / [1 + A b s(f / f_1)]^{1/2}$$

ただし、A b s(f / f₁) は f / f₁ の絶対値を示す。

【0064】

そして、この伝達関数 H(f) のインパルス応答 h(t) は、

$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) e^{j 2 \pi f t} d f$$

と表される。

【0065】

インパルス応答演算手段 26 は、前記図 4 のような特性の特徴と、その折れ曲がり部分の周波数 (f₁、f₂ 等) とが特性情報として設定されると、上記インパルス応答 h(t) をその設定値に基づいて演算する。

【0066】

図 8 は、前記伝達関数 H(f) のインパルス応答 h(t) の演算結果を示すも

のであり、 $t < 0$ の範囲ではインパルス応答 $h(t)$ は正で且つ t の絶対値が大きい程0に近くなり、 t の絶対値が0に近くなると急激に大きくなる。また、 $t > 0$ の範囲ではインパルス応答 $h(t)$ は t の絶対値が大きいほど正で0に近づき、 t の絶対値が0に近くなると負になって急激に小さくなる。

【0067】

このインパルス応答演算手段26は、上記応答のT時間間隔の $h(t)$ の値（タップ係数という）を求めるが、 $t = 0$ の特異点をとらないように初期時点 t_0 を $(-N/2)T + T/2 = -(N+1)T/2$ として、 $h(t_0 + rT)$ の値を、

$$-(N-1)T/2 \leq t \leq (N-1)T/2$$

の時間範囲でN個（Nを偶数とする）求めている。

【0068】

なお、この時間範囲は、この時間範囲内で正、この時間範囲外では0となる窓関数 $g(t)$ をインパルス応答 $h(t)$ に積算することによって制限している。

【0069】

このインパルス応答演算手段26によって算出された各時間毎のタップ係数 $h(t_0 + kT)$ はメモリ27に記憶される。

【0070】

畳込み演算手段28は、雑音発生手段25から出力される白色雑音信号 $n(k)$ とメモリ27に記憶された各時間毎のタップ係数 $h(t_0 + rT)$ とによる次式の畳込み演算を行い、前記電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ を満足する揺らぎ信号列 $y(k)$ を発生する。

【0071】

$$\begin{aligned} y(k) &= \sum_{r=0}^{N-1} n(k-r) h(t_0 + rT) \\ &= n(k) h(t_0) \\ &\quad + n(k-1) h(t_0 + T) \\ &\quad + n(k-2) h(t_0 + 2T) \\ &\quad + n(k-3) h(t_0 + 3T) \end{aligned}$$

.....

$$+ n (k - N + 1) h [t_0 + (N - 1) T]$$

【0072】

ただし、実際にこの演算を行う場合、その演算順序を工夫することにより、誤差を少なくすることができる。

【0073】

即ち、タップ係数 $h(t_0 + rT)$ の絶対値は、 $t_0 + rT$ が 0 に近い領域で非常に大きく、0 から遠い領域では非常に小さいため、上記演算を浮動小数点で単純に時刻順に行うと、 $t_0 + rT$ が 0 に近い範囲まで積和演算が行われたときに、その演算結果の桁数が非常に大きくなってしまい、それ以後に行われる $t_0 + rT$ がプラスで且つ 0 から遠い領域の演算結果がアンダーフローしてしまい、精度が低下する。

【0074】

これを防ぐために、タップ係数の絶対値が小さい領域 (t が 0 から遠い領域) の積和演算を優先的行なってその演算結果の桁を高くしてから、タップ係数の絶対値が大きい領域 (t が 0 に近い領域) の積和演算を行うようにする。

【0075】

この演算順序は種々考えられるが、ここではその具体例を 2 つ説明する。

第 1 の方法は、 t が正の範囲の積和演算と t が負の範囲の積和演算とをそれぞれ独立に 0 から遠い方から順番に行い、両者を最後に加算するものである。

【0076】

即ち、以下の積和演算をそれぞれ前の項から後ろの項へ順番に行う。

$$\begin{aligned} y_- (k) = & n (k) h (t_0) \\ & + n (k - 1) h (t_0 + T) \\ & + n (k - 2) h (t_0 + 2T) \\ & \dots \dots \\ & + n (k - N/2 + 1) h [t_0 + (N/2 - 1) T] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} y_+ (k) = & n (k - N + 1) h [t_0 + (N - 1) T] \\ & + n (k - N + 2) h [t_0 + (N - 2) T] \end{aligned}$$

$$+ n (k - N + 3) h [t_0 + (N - 3) T]$$

.....

$$+ n (k - N/2) h [t_0 + (N/2) T]$$

【0077】

そして、最後に、

$$y(k) = y_{-}(k) + y_{+}(k)$$

の演算を行う。

【0078】

第2の方法は、 t が正の範囲と負の範囲の積和演算を0から遠い方から順番に
且つ交互に行うものである。

【0079】

即ち、次の演算を前の項から後ろ項へ順番に行う。

$$\begin{aligned} y(k) = & n(k) h(t_0) \\ & + n(k - N + 1) h[t_0 + (N - 1) T] \\ & + n(k - 1) h(t_0 + T) \\ & + n(k - N + 2) h[t_0 + (N - 2) T] \\ & + n(k - 2) h(t_0 + 2 T) \\ & + n(k - N + 3) h[t_0 + (N - 3) T] \end{aligned}$$

.....

$$+ n(k - N/2 + 1) h[t_0 + (N/2 - 1) T]$$

$$+ n(k - N/2) h[t_0 + (N/2) T]$$

【0080】

このように、タップ係数の絶対値が小さい領域（ t が0から遠い領域）の積和演算を優先的に行なってその演算結果の桁を高くしてから、タップ係数の絶対値が大きい領域（ t が0に近い領域）の積和演算を行うことで、浮動小数点演算のアンダーフローによる精度の低下を防ぐことができる。

【0081】

また、上記畳込み演算を行う場合、メモリ27に記憶された N 個のタップ係数と、現段階の白色雑音信号 $n(k)$ とそれより $N-1$ 個前までの白色雑音信号 n

$(k-1) \sim n(k-N+1)$ が必要となる。

【0082】

この $N-1$ 個の白色雑音信号 $n(k-1) \sim n(k-N+1)$ は、予めメモリに記憶しておいて読み出す方法と、雑音発生手段25として雑音信号を逆戻しできるものを用いて毎回発生する方法とが考えられるが、ここでは、前者の方法について説明し、後者の方法については後で説明する。

【0083】

前者のメモリを用いる方法では、雑音発生手段25または畳込み演算手段28のいずれかに、図9に示すように、 m ビットの雑音信号をシフトクロックCK5を受ける毎に順次後段へシフトさせる $N-1$ 段(N 段でもよい)のシフトレジスタ50をメモリとして設けておく。

【0084】

そして、初期段階に予め $N-1$ 個までの雑音信号 $n(k-1) \sim n(k-N+1)$ を前記雑音発生手段25から発生させてこのシフトレジスタ50に記憶しておき、次に発生した雑音信号 $n(k)$ とシフトレジスタ50に記憶されている雑音信号 $n(k-1) \sim n(k-N+1)$ とを用いて前記畳込み演算を行ってから、シフトクロックCK5を与えてこの雑音信号 $n(k)$ をシフトレジスタ50に記憶させ、次の雑音信号 $n(k+1)$ が発生したときに、この雑音信号 $n(k+1)$ とシフトレジスタ50に記憶されている雑音信号 $n(k) \sim n(k-N+2)$ を用いて上記畳込み演算を行うという動作を繰り返す。

【0085】

なお、このときのシフトクロックCK5は、雑音発生手段25のクロック信号CK4と同期させる。

【0086】

このような畳込み演算を行うことによって得られた揺らぎ信号列 $y(k)$ は、前記したように、加算器29に入力されて中心周波数を決めるデータ Y_0 と加算され、その加算結果 $u(k)$ がDDS30に入力される。

【0087】

DDS30では、加算器29から出力された加算結果 $u(k)$ を高速(クロッ

ク信号CK2の速度)で累積(積分)しながら波形メモリ30cのデータを読み出す。

【0088】

このため、例えば図10の(a)のように揺らぎ信号列 $y(k)$ が正のときには、図10の(c)のようにクロック信号CK1の周波数が Y_0 より $y(k)$ 分高くなって、その位相が図10の(b)の基準位相に対して揺らぎ信号列 $y(k)$ の累積分だけ進んでゆき、揺らぎ信号列 $y(k)$ が負のときには、クロック信号CK1の周波数が Y_0 より $y(k)$ 分低くなって、その位相が基準位相に対して揺らぎ信号列 $y(k)$ の負の累積分だけ遅れていく。

【0089】

つまり、クロック信号CK1は、揺らぎ信号列 $y(k)$ の積分結果に相当する位相変動を受けることになり、このクロック信号CK1の時間変動の電力スペクトル密度分布特性を前記特性 $S_x(f)$ に近似させることができ、前記TDEVマスクM2のワンダを有するクロック信号CK1を発生することができる。

【0090】

このように構成されたワンダ発生装置21から出力されたクロック信号CK1は、前記したように送信部40に入力され、このクロック信号CK1に同期したデジタル信号Saが試験対象のデジタル回線1へ送出される。

【0091】

そして、このデジタル回線1から折り返されてくるデジタル信号Sa'が受信部41で受信され、その誤り率が誤り測定部42で測定されるとともに、受信部41で再生されたクロック信号CK1'のTDEVがTDEV測定部43によって測定される。

【0092】

誤り測定部42の測定結果Eは、表示制御手段46によって表示装置47に例えば数値で表示され、TDEV測定部43の測定結果は、例えば図11の特性F1またはF2のように、規定のTDEV特性(TDEVマスクM2)と対比できるように表示される。

【0093】

なお、図11の特性F1のようにTDEVマスクM2より低いTDEV特性が測定された場合には、デジタル回線1においてワンダが抑圧されていることが判り、図11のTDEV特性F2のようにTDEVマスクM2より高いTDEV特性が測定された場合には、デジタル回線1においてワンダが増加していることが判る。

【0094】

前記説明では、TDEVマスクM2に対応した電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ の揺らぎ信号列を発生させるためのフィルタの伝達関数として、

$$H(f) = (1 + j f / f_2) / [1 + A b s(f / f_1)]^{1/2}$$

を用いて近似しているが、この伝達関数の絶対値の平方 $|H(f)|^2$ は、図12に示すように、理想の電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ に対して、その折れ曲がり部分と上限周波数部分で誤差が発生し、この誤差によって、クロック信号CK1のTDEV特性M2'は、図13のように規定のTDEVマスクM2に対して τ_1 、 τ_2 および τ が0に近い部分で誤差が生じる。

【0095】

この誤差は補正関数を用いて補正することができる。

この補正関数 $W(f)$ としては、例えば図14に示すように、 f_1 に近い周波数 f_1' を中心とする帯域B1で増大しその周波数 f_1' でピーク(A1)となり、 f_2 に近い周波数 f_2' を中心とする帯域B2で減少しその周波数 f_2' でボトム(A2)となり、上限周波数(10Hz)に近い周波数 f_3' を中心とする帯域B3で増大しその周波数 f_3' でピーク(A3)となり、他の部分では一定となる特性の関数を用いる。

【0096】

このような特性の補正関数 $W(f)$ の一般式は、次のように表される。

$$\begin{aligned} W(f) = & 1 + A_1 \{ \exp [- ((f - f_1') / B_1)^2] / 2 \\ & + A_1 \{ \exp [- ((f + f_1') / B_1)^2] / 2 \\ & + A_2 \{ \exp [- ((f - f_2') / B_2)^2] / 2 \\ & + A_2 \{ \exp [- ((f + f_2') / B_2)^2] / 2 \\ & + A_3 \{ \exp [- ((f - f_3') / B_3)^2] / 2 \end{aligned}$$

$$+A3 \{ \exp [- ((f + f_3') / B_3)^2] \} / 2$$

【0097】

この補正関数 $W(f)$ と前記伝達関数 $H(f)$ との積算によって得られる補正伝達関数 $H(f)'$ の絶対値の平方 $|H(f)'|^2$ は、図15のように、理想の電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ にさらによく近似する。

【0098】

したがって、インパルス応答演算手段26において、前記した伝達関数 $H(f)$ のインパルス応答 $h(t)$ と、この補正関数 $W(f)$ のインパルス応答 $w(t)$ および窓関数 $g(t)$ とを用いて、

$$h'(t) = \{ h(t) * w(t) \} \cdot g(t)$$

の演算を行ってタップ係数を求め、このタップ係数を用いて畳込み演算を行うようにすれば、図16に示すように、クロック信号 $CK1$ のTDEV特性 $M2''$ を、規定のTDEVマスク $M2$ にさらに近似させることができ、より確度の高い測定が可能となる。

【0099】

また、前記説明では、白色雑音信号 $n(k)$ とタップ係数 $h(t_0 + rT)$ とをメモリ27、50から読み出して畳込み演算を行う場合について説明したが、前記したように、雑音発生手段25として擬似ランダム信号を逆順に発生できるものを用いることにより前記メモリ50を用いることなく畳込み演算が行え、また、この逆順が可能な雑音発生手段25を用いるとともに、インパルス応答演算手段26がタップ係数を指定した順に算出するように構成しておけば、メモリ27、50を用いることなく畳込み演算が行え、メモリを大幅に節約でき、装置のハードウェア構成を簡素化できる。

【0100】

ここで、擬似ランダム信号を正順と逆順で発生する雑音発生手段25は、正順の生成多項式に対する相反多項式を用いることで実現できる。

【0101】

以下、この原理を擬似ランダム信号の符号周期が短いもので説明する。

例えば正順の生成多項式 $p(x)$ が次式、

$$p(x) = x^4 + x + 1$$

とすると、その相反多項式 $q(x)$ は次式のようにになる。

【0102】

$$\begin{aligned} q(x) &= x^4 p(x^{-1}) \\ &= x^{4-4} + x^{4-1} + x^4 \\ &= x^4 + x^3 + 1 \end{aligned}$$

【0103】

この生成多項式 $p(x)$ と相反多項式 $q(x)$ を用いた雑音発生手段 25 の例を図 17 に示す。

【0104】

この雑音発生手段 25 は、4 段のシフトレジスタ 25a と、シフトレジスタ 25a の 3 段目 (x^1) と 4 段目 (x^0) の出力の排他的論理和をとる正順用の EXOR 回路 25b と、シフトレジスタ 25a の 1 段目 (x^3) と 4 段目 (x^0) の出力の排他的論理和をとる逆順用の EXOR 回路 25d と、EXOR 回路 25a と EXOR 回路 25d の出力を選択的に 1 段目に戻すスイッチ 25e とによって構成されており、図示しない制御回路によってスイッチ 25e の切り換えとクロック信号 $CK4'$ の入力となされる。

【0105】

この雑音発生手段 25 において、初期値として全段に 1 を設定してからスイッチ 25e を正順側に接続してクロック信号 $CK4'$ を入力したときには、図 18 の (a) に示すようにシフトレジスタ 25a の内部状態が状態 1 ～ 状態 15 まで遷移して再び状態 1 に戻るという動作が繰り返される。

【0106】

また、初期値として全段に 1 を設定してからスイッチ 25e を逆順側に接続して、クロック信号 $CK4'$ を入力したときには、図 18 の (b) に示すようにシフトレジスタ 25a の内部状態が状態 1 ～ 状態 15 まで遷移して再び状態 1 に戻るという動作が繰り返される。

【0107】

ここで、正順の場合の状態 1 から状態 15 までの 1 段目の出力データは、

[1 0 0 0 1 0 0 1 1 0 1 0 1 1 1]

の順に変化し、逆順の場合の状態 1 ～ 状態 1 5 までの 1 段目の出力データは、

[1 0 1 0 1 1 0 0 1 0 0 0 1 1 1]

の順に変化する。

【0 1 0 8】

~~この 1 段目同士の出力データを比較すると、正順の出力データは、逆順の出力~~

データの第 1 3 ビット目から第 1 ビット目まで戻り、第 1 5 ビット目、第 1 4 ビット目に移った場合と一致する。

【0 1 0 9】

即ち、正順の場合の 1 段目のデータが、図 1 9 の (a) に示すように、

d 1 → d 2 → d 3 → … → d 1 3 → d 1 4 → d 1 5 → d 1 → …

と繰り返すのに対し、逆順の場合の 1 段目のデータは、図 1 9 の (b) に示すように、

d 1 3 → d 1 2 → d 1 1 → … → d 1 → d 1 5 → d 1 4 → d 1 3 → …

と繰り返す。

【0 1 1 0】

したがって、スイッチ 2 5 e を正順側に接続してクロック CK 4' を入力したときの 1 段目の出力データ列に対して、スイッチ 2 5 e を逆順側に接続してクロック CK 4' を入力したときの 1 段目の出力データ列は、逆の順に出力されることになる。

【0 1 1 1】

ただし、図 2 0 の状態対応図に示すように、逆順の場合のシフトレジスタ 2 5 a の状態変化は、正順のときの逆になっていないので、データを正順で出力していた状態からスイッチ 2 5 e を逆順側に単純に切り換えただけでは、データの連続性を維持することはできない。

【0 1 1 2】

このデータの連続性を維持するためには、図 1 9 のデータの位置関係と、図 2 0 の状態対応情報とを用いてシフトレジスタ 2 5 a の状態を設定する必要がある。

【0113】

例えば、正順で状態4までシフトしてEXOR回路25bからデータd5を出力している状態から、 $d4 \rightarrow d3 \rightarrow d2 \rightarrow \dots$ の順にデータを逆順に出力する場合について考えると、逆順でEXOR回路25dからデータd5が出力されるのは逆順の状態8のときであるから、この状態8より一つ進んだ状態9から逆順でデータを出力すれば、 $d4 \rightarrow d3 \rightarrow d2 \rightarrow \dots$ の順にデータを出力することができる。

【0114】

ここで、正順の状態4から逆順の状態9に移行する方法は2通りある。その一つは、逆順の状態9が正順の状態8と等しいことを利用するもので、図18で実線の矢印で示しているように、正順のままクロック信号CK4'を与えて状態4から状態8まで進めて（この際雑音発生手段25から出力されるデータをd5のままに保持しておく）、逆順の状態9にしてからスイッチ25eを逆順側に切り換える方法である。

【0115】

また、もう一つの方法は、正順の状態4が逆順の状態12と等しいことを利用するもので、図18で一点鎖線の矢印で示しているように、正順の状態4からスイッチ25eを逆順側に切り換え、クロック信号CK4'を与えて逆順の状態12から状態9まで進める（この際雑音発生手段25から出力されるデータをd5のままに保持しておく）方法である。

【0116】

このように、スイッチ25eの切り換えとクロック信号CK'の供給を制御することで、正順の任意の状態から逆順にデータを出力することができ、また、詳述しないが、前記方法と逆の制御を行うことにより、逆順の任意の状態から正順にデータを出力することもできる。

【0117】

上記説明は理解しやすいように符号周期が短い場合で説明したが、上記した相反多項式を利用した正逆自在の雑音発生手段25は、符号周期が長いものについても全く同様に構成できる。

【0118】

例えば、正順の生成多項式 $p(x)$ が次式、

$$p(x) = x^{96} + x^7 + x^6 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$$

の場合、その相反多項式 $q(x)$ は次式のようにになる。

【0119】

$$\begin{aligned} q(x) &= x^{96} p(x^{-1}) \\ &= 1 + x^{96-7} + x^{96-6} + x^{96-4} + x^{96-3} + x^{96-2} + x^{96} \\ &= x^{96} + x^{94} + x^{93} + x^{92} + x^{90} + x^{89} + 1 \end{aligned}$$

【0120】

この生成多項式 $p(x)$ と相反多項式 $q(x)$ とを用いた擬似ランダム信号発生回路を図21に示す。

【0121】

この擬似ランダム信号発生回路は、96段のシフトレジスタ25aと、シフトレジスタ25aの最終段から数えて1段目 (x^0)、3～5段目 ($x^2 \sim x^4$)、7段目 (x^6) および8段目 (x^7) の出力の排他的論理和をとる正順用のEXOR回路25bと、最終段から数えて1段目 (x^0)、90段目 (x^{89})、91段目 (x^{90}) および93～95段目 ($x^{92} \sim x^{94}$) の出力の排他的論理和をとる逆順用のEXOR回路25dと、EXOR回路25bとEXOR回路25dの出力を選択的に初段に戻すスイッチ25eとによって構成されており、前記同様に図示しない制御回路によってスイッチ25eの切り換えとクロック信号CK4'の供給制御がなされる。

【0122】

この図21の回路においても、前記の符号周期の短い場合と同様に、スイッチ25eを正順側に接続してクロックCK4'を入力したときの出力データ列に対して、スイッチ25eを逆順側に接続してクロックCK4'を入力したときの出力データ列は逆の順に出力され、スイッチ25eの切り換えとクロック信号CK'の供給を前記同様にデータの位置関係と状態対応図に基づいて制御することで、正順（または逆順）の任意の状態から逆順（または正順）に連続したデータを

出力することができる。

【0123】

なお、上記説明では、シフトレジスタ25aの初段の出力について説明したが、他の段の出力についても正順と逆順の関係が得られるので、任意の段からデータを出力してもよい。ただし、異なる2つ以上の段から出力される並列データについては上記関係が成立しないので、上記した正逆自在の擬似ランダム信号発生

回路は、図7に示したように、複数mの擬似ランダム信号発生回路から1ビットずつデータを出力してmビット並列の白色雑音信号を出力する雑音発生手段25の各擬似ランダム信号発生回路に適用される。

【0124】

このように、雑音発生手段25として白色雑音信号 $n(k)$ を逆順に発生できるものを用いれば、 k 番目の白色雑音信号 $n(k)$ を生成した後に、それより前の $N-1$ 個の雑音信号 $n(k-1) \sim n(k-N+1)$ までを順番に発生することができ、前記メモリ50を用いなくても前記畳込み演算

$$\begin{aligned} y(k) = & n(k) h(t_0) \\ & + n(k-1) h(t_0 + T) \\ & + n(k-2) h(t_0 + 2T) \\ & \dots\dots \\ & + n(k-N+1) h[t_0 + (N-1)T] \end{aligned}$$

を行うことができる。

【0125】

また、この雑音信号の出力に合わせて、インパルス応答演算手段26がタップ係数を $h(t_0) \sim h[t_0 + (N-1)T]$ の順に算出すれば、メモリ27も不要となり、1組の積和演算回路で前記畳込み演算を行うことができる。

【0126】

また、前記したように、浮動小数点のアンダーフローによる誤差を防止するために畳込み演算を前記第1の方法、即ち、 t が正の範囲の積和演算と t が負の範囲の積和演算とをそれぞれ独立に0から遠い方から順番に行う場合には、例えば先に逆順動作で雑音信号 $n(k) \sim n(k-N/2+1)$ までを発生して $y_-($

k) を求め、次に、正順動作で $n(k-N+1) \sim n(k-N/2)$ までは発生して $y_+(k)$ を求めてから両者を加算することによって、前記メモリ50を用いなくても揺らぎ信号列 $y(k)$ を求めることができる。

【0127】

この場合でも、この雑音信号列の出力に合わせて、インパルス応答演算手段26が、タップ係数を $h(t_0) \sim h[t_0 + (N/2 - 1)T]$ の順および $t_0 + (N-1)T \sim h[t_0 + (N/2)T]$ の順に算出すれば、メモリ27も不要となり、1組の積和演算回路で前記畳込み演算を行うことができる。

【0128】

なお、前記説明では、規定のTDEV特性として図24の(b)のTDEVマスクM2のような特性のワンダを有するクロック信号を発生する場合について説明したが、これは本発明を限定するものでない。

【0129】

例えば、図24の(a)のTDEVマスクM1のような特性のワンダを有するクロック信号を発生する場合には、このTDEVマスクM1の特性情報、そのマスクに対応する電力スペクトル密度分布、伝達関数 $H(f)$ 、補正関数 $W(f)$ を用いて前記同様のフィルタリング処理を行えばよい。

【0130】

また、TDEVマスクは、上記したものだけでなく、折れ曲がり部が3箇所以上あるものや、傾きが異なるものがあるが、これらのマスクについても、前記同様に、そのマスクに対応する電力スペクトル密度分布、伝達関数 $H(f)$ 、補正関数 $W(f)$ を用いて前記同様のフィルタリング処理を行えばよい。

【0131】

また、前記ワンダ発生装置21では、揺らぎ信号 $y(k)$ を直接加算器29に入力していたが、図22に示すワンダ発生装置21'のように、揺らぎ信号列発生部24から出力された揺らぎ信号 $y(k)$ と、レベル設定手段32によって設定された設定値 B とを乗算器33で乗算し、その乗算結果 $y(k)'$ を加算器29に出力するように構成して、揺らぎ信号のレベルを可変できるようにしてもよい。

【 0 1 3 2 】

このように、実施形態のワンダ発生装置 2 1 は、所望のタイムデビエーション特性の特性情報に基づいて、そのタイムデビエーション特性に対応する周波数変動の電力スペクトル密度分布特性を有する揺らぎ信号列 $y(k)$ を発生し、この揺らぎ信号列 $y(k)$ と出力するクロック信号の中心周波数を決めるデータ Y_0 とを加算器 2 9 で加算し、その加算結果に対応した周波数の信号を DDS 3 0 から出力させ、この DDS 3 0 の出力信号を波形整形してクロック信号 CK 1 を出力するようにしている。

【 0 1 3 3 】

このため、所望のタイムデビエーション特性を満足するワンダを有するクロック信号 CK 1 を容易に発生することができる。

【 0 1 3 4 】

また、揺らぎ信号列発生部 2 4 を、擬似ランダム信号に基づいて白色雑音信号を発生する雑音発生手段 2 5 と、特性情報設定手段 2 2 によって設定された特性情報に基づいて、雑音発生手段 2 5 から出力された白色雑音信号の電力スペクトル密度分布を、所望のタイムデビエーション特性に対応した周波数変動の電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ に近似させるための伝達関数のインパルス応答を演算するインパルス応答演算手段 2 6 と、インパルス応答演算手段 2 6 の演算結果と雑音発生手段 2 5 から出力される白色雑音信号との畳込み演算を行い、電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ を有する揺らぎ信号列 $y(k)$ を発生する畳込み演算手段 2 8 とによって構成している。

【 0 1 3 5 】

このようにデジタル的に揺らぎ信号列 $y(k)$ を生成しているので、所望のタイムデビエーション特性を満足するワンダを有するクロック信号 CK 1 を精度よく発生することができる。

【 0 1 3 6 】

また、インパルス応答演算手段 2 6 が、周波数変動の電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ と伝達関数との誤差分に対応する補正関数 $W(f)$ によってインパルス応答を補正しているものでは、所望のタイムデビエーション特性を満足す

るワンダを有するクロック信号CK1をさらに精度よく発生することができる。

【0137】

また、畳込み演算手段28が、インパルス応答の演算結果の絶対値が小さい方の積和演算を優先的に行うようにしたものである、浮動小数点演算の際の誤差を少なくすることができ、所望のタイムデビエーション特性を満足するワンダを有するクロック信号CK1をさらに精度よく発生することができる。

【0138】

また、インパルス応答演算手段26が、雑音発生手段25から白色雑音信号が出力される毎にインパルス応答の演算を毎回行うように構成され、畳込み演算手段28が、インパルス応答演算手段26によって毎回算出される演算結果を用いて畳込み演算を行うようにしたものである、メモリを節約でき、装置のハードウェア構成を簡素化できる。

【0139】

また、雑音発生手段25が、それぞれ異なる初期位相でM系列の擬似ランダム符号を発生する複数(m)組の擬似ランダム信号発生手段を有し、各擬似ランダム信号発生手段の所定段の出力をまとめてmビット並列の白色雑音信号として出力するように構成されたものでは、その白色雑音信号を理想の白色雑音に極めて近いものにすることができ、所望のタイムデビエーション特性を満足するワンダを有するクロック信号をさらに精度よく発生することができる。

【0140】

前記実施形態のワンダ発生装置21の揺らぎ信号列発生部24は、所望のタイムデビエーション特性に対応した周波数変動の電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ に相当する伝達関数のインパルス応答を演算し、この演算結果と白色雑音信号との畳込み演算を行うことで、電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ を有する揺らぎ信号列 $y(k)$ を発生していたが、この揺らぎ信号列発生部24の代わりに、図23に示す揺らぎ信号列発生部24'を用いることもできる。

【0141】

この揺らぎ信号列発生部24'は、前記した雑音発生手段25と、データ振分

手段51と、重み付け手段54と、合成手段56とによって構成され、所望のTDEV特性に対応した周波数変動の電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ の周波数範囲を複数の帯域に分割して、雑音発生手段25から出力される白色雑音信号をデータ振分手段51によって各帯域に応じたレートで振り分け、重み付け手段54によって各帯域毎の電力スペクトル密度に対応した重み付けをし、合成手段56によって合成することで、電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ を有する揺らぎ信号列 $y(k)$ を生成している。

【0142】

ここで、TDEVマスクM2に対応した電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ の周波数範囲を複数の帯域に分ける場合について説明する。

【0143】

この特性 $S_y(f)$ は0.01Hz以下で一定であり、0.01Hz～10Hzの範囲で $1/f$ または f に比例して変化するので、0.01Hz～10Hzをカバーする範囲に各帯域の境界がくるようにし、また各帯域の幅が2倍ずつ大きくなるように分割する。

【0144】

例えば、最も高い境界周波数 f_{c1} を16Hzとすると、高い方から2番目の境界周波数 f_{c2} が8Hz、3番目の境界周波数 f_{c3} が4Hzとなり、同様に、11番目の境界周波数 f_{c11} は $1/64$ Hz、12番目の境界周波数 f_{c12} は $1/128$ Hz(0.0078Hz)となり、12個の境界周波数 $f_{c1} \sim f_{c12}$ で13個の帯域に分ければよい。

【0145】

そこで、雑音発生手段25からは最高の境界周波数 f_{c1} の2倍(32Hz)のレートで白色雑音信号 $n(k)$ を発生させ、データ振分手段51は、この白色雑音信号 $n(k)$ を上記各帯域の周波数に応じてレートが $1/2$ ずつ低くなるように13の信号経路に振り分ける。

【0146】

データ振分手段51は、例えば図24に示すように、入力信号の立ち下がりで出力が立ち上がる直列に接続された13個の $1/2$ 分周器 $52_1 \sim 51_{13}$ と、

各 $1/2$ 分周器 $52_1 \sim 52_{13}$ の分周出力の立ち上がりで雑音信号 $n(k)$ をラッチする 13 個のラッチ回路 $53_1 \sim 53_{13}$ とで構成されており、雑音信号 $n(k)$ と同期したクロック信号 CK_n が初段の $1/2$ 分周器 52_1 に入力される。

【0147】

~~したがって、雑音発生手段25から、例えば図25の(a)のクロック信号~~
 CK_n に同期した雑音信号 $n(k)$ が $n(1)$ 、 $n(2)$ 、…の順に出力されると、図25の(c)のようにクロック信号 CK_n の立ち下がりで立ち上がる $1/2$ 分周信号がラッチ回路 53_1 にされるため、ラッチ回路 53_1 からは図25の(d)のように、奇数番目の雑音信号 n_1 [$n(1)$ 、 $n(3)$ 、 $n(5)$ 、…、 $n(1+2i)$ 、…] がクロック信号 CK_n の $1/2$ のレート(16Hz)で出力される。

【0148】

また、ラッチ回路 53_2 には、図25の(e)のように、 $1/2$ 分周信号の立ち下がり同期して立ち上がる $1/4$ 分周信号がされるため、ラッチ回路 53_2 からは、図25の(f)のように $n(2)$ から4個間隔の雑音信号 n_2 [$n(2)$ 、 $n(6)$ 、 $n(10)$ 、…、 $n(2+4i)$ 、…] がクロック信号 CK_n の $1/4$ のレート(8Hz)で出力される。

【0149】

また、ラッチ回路 53_3 には、図25の(g)のように、 $1/4$ 分周信号の立ち下がり同期して立ち上がる $1/8$ 分周信号がされるため、ラッチ回路 53_3 からは、図25の(h)のように $n(4)$ から8個間隔の雑音信号 n_3 [$n(4)$ 、 $n(12)$ 、 $n(20)$ 、…、 $n(4+8i)$ 、…] がクロック信号 CK_n の $1/8$ のレート(4Hz)で出力される。

【0150】

以下同様に、各ラッチ回路 $53_4 \sim 53_{13}$ からは、雑音発生手段25から出力された雑音信号について、 16 個間隔、 32 個間隔、…、 2^{13} 個間隔の雑音信号 n_4 、 n_5 、…、 n_{13} が、クロック信号 CK_n の $1/16$ 、 $1/32$ 、…、 $1/2^{13}$ のレートでそれぞれ出力されることになる。

【0151】

この各レートの雑音信号 $n_1 \sim n_{13}$ は、図24に示しているように、重み付け手段54の13個の乗算器 $55_1 \sim 55_{13}$ に入力され、それぞれ重み付けの係数 $\sigma_1 \sim \sigma_{13}$ が乗算される。

【0152】

この重み付けの係数 $\sigma_1 \sim \sigma_{13}$ は、上記境界周波数 $f_{c1} \sim f_{c12}$ で分割される電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ の各帯域のスペクトルの大きさの平方根に比例した値であり、特性情報設定手段23から設定される。

【0153】

ここで、例えば、特性情報設定手段23は、図26のように最も低い帯域（1／128Hz以下）のスペクトルのレベルに対応した係数 σ_{13} を基準値1とし、他の重み付け係数 $\sigma_1 \sim \sigma_{12}$ を電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ に合わせて以下のように設定する。

【0154】

$$\begin{aligned}\sigma_{12}^2 &= 1 \\ \sigma_{11}^2 &= 1/2 \\ \sigma_{10}^2 &= 1/4 \\ \sigma_9^2 &= 1/8 \\ \sigma_8^2 &= 1/16 \\ \sigma_7^2 &= 1/8 \\ \sigma_6^2 &= 1/4 \\ \sigma_5^2 &= 1/2 \\ \sigma_4^2 &= 1 \\ \sigma_3^2 &= 2 \\ \sigma_2^2 &= 4 \\ \sigma_1^2 &= 8\end{aligned}$$

【0155】

このようにして重み付けされた雑音信号 $n_1' \sim n_{13}'$ は合成手段56に入力される。合成手段56は、図27に示すようにカスケード接続された12個の

ポリフェーズ型のサブバンド合成器（QMF合成器） $57_1 \sim 57_{12}$ によって構成されている。

【0156】

各サブバンド合成器 $57_1 \sim 57_{12}$ は、カットオフ周波数 f_c が等しいハイパスフィルタとローパスフィルタ（ともにデジタルフィルタ）の出力を合成して出力するものである。

【0157】

各サブバンド合成器 $57_1 \sim 57_{12}$ のカットオフ周波数は、前記電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ の周波数範囲を分割する境界周波数 $f_{c1} \sim f_{c12}$ に一致している。

【0158】

この合成手段56は、図28に示すように各雑音信号 $n_{1'} \sim n_{13'}$ を合成する。

【0159】

即ち、カットオフ周波数が最も低いサブバンド合成器 57_{12} は、雑音信号 $n_{13'}$ の高域と雑音信号 $n_{12'}$ の低域を周波数 f_{c12} でカットして合成した成分をサブバンド合成器 57_{11} に入力し、サブバンド合成器 57_{11} は、サブバンド合成器 57_{12} の出力の高域と雑音信号 $n_{11'}$ の低域を周波数 f_{c11} でカットして合成した成分をサブバンド合成器 54_{11} に入力する。

【0160】

以下同様に、各レートの重み付けされた雑音信号がレートの低い方から合成され、サブバンド合成器 57_1 からは前記周波数変動の電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ に沿った特性の揺らぎ信号列 $y(k)$ が得られ、この揺らぎ信号列 $y(k)$ を、前記同様に加算器29に入力して中心周波数を決めるデータ Y_0 と加算して、その加算結果 $u(k)$ をDDS30に入力することで、前記TDEVマスクM2のクロック信号を発生することができる。

【0161】

図30の特性Mは、上記した揺らぎ雑音発生部24'を用いて生成したクロック信号のTDEV特性であり、TDEVマスクM2に極めて近似した特性が得ら

れている。

【0162】

なお、ここではTDEVマスクM2に対応した電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ の揺らぎ信号を発生する場合について説明したが、この揺らぎ信号発生部24'では、分割帯域や重み付けの係数を任意に設定することで、任意の電力スペクトル密度分布の揺らぎ信号列を発生できる。

【0163】

また、この揺らぎ信号列発生部24'のデータ振分手段52として、図30に示すように、前記合成手段56の各サブバンド合成器 $57_1 \sim 57_{12}$ とは逆に、入力信号を等しいカットオフ周波数のハイパスフィルタとローパスフィルタとで分波するサブバンド分波器 $58_1 \sim 58_{12}$ を各サブバンド合成器 $57_1 \sim 57_{12}$ と対称にカスケードに接続して、前記したようにレート異なる雑音信号 $n_1 \sim n_{13}$ を並列に出力するようにしてもよい。

【0164】

この場合、各サブバンド分波器 $58_1 \sim 58_{12}$ のカットオフ周波数は、サブバンド合成器 $57_1 \sim 57_{12}$ のカットオフ周波数と同一に設定する。

【0165】

このように、電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ の周波数範囲を複数に分割する帯域の周波数に応じたレートで雑音信号を並列に出力して、各帯域毎の電力スペクトル密度に応じた重み付けを行って合成することで揺らぎ信号列を発生するものでは、任意の電力スペクトル密度分布特性の揺らぎ信号を発生することができ、インパルス応答の演算が困難な複雑なTDEVマスク特性のクロック信号を容易に発生することができる。

【0166】

なお、この場合も雑音発生手段25として、前記したように、それぞれ異なる初期位相でM系列の擬似ランダム符号を発生する複数(m)組の擬似ランダム信号発生手段を有し、各擬似ランダム信号発生手段の所定段の出力をまとめてmビット並列の白色雑音信号として出力するように構成されたものを用いることで、その白色雑音信号を理想の白色雑音に極めて近いものにすることができ、所望の

タイムデビエーション特性を満足するワンダを有するクロック信号をさらに精度よく発生することができる。

【0167】

また、実施形態のデジタル回線試験装置20は、規定のタイムデビエーション特性を満足するワンダを有するクロック信号CK1を発生するためのワンダ発生装置21と、ワンダ発生装置21から出力されたクロック信号CK1に同期したデジタル信号を試験対象のデジタル回線1に送出する送信部40と、試験対象のデジタル回線から折り返されたデジタル信号を受信するとともに、この受信したデジタル信号のクロック信号を再生する受信部41と、受信部41が受信したデジタル信号の誤り測定を行う誤り測定部42と、受信部41によって再生されたクロック信号CK1'のタイムデビエーション特性を測定するタイムデビエーション測定部43と、表示装置47と、誤り測定部42の測定結果を表示装置47に表示するとともに、タイムデビエーション測定部43で測定されたタイムデビエーション特性を規定のタイムデビエーション特性と対比できるように表示装置47に表示する表示制御手段46とを備えている。

【0168】

このため、試験対象のデジタル回線1のワンダに関する評価を容易に且つ効率的に行うことができ、また、デジタル回線1によるワンダの変化を表示画面上で容易に比較できる。

【0169】

また、実施形態のデジタル回線試験装置20は、ワンダ発生装置21が前記したように構成されているので、所望のタイムデビエーション特性を満足するワンダを有するクロック信号CK1に同期したデジタル信号を試験対象のデジタル回線1に送出することができ、デジタル回線1の評価を正しく行うことができ、また、装置を小型化できる。

【0170】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明の請求項1のワンダ発生装置は、設定された所望のタイムデビエーション特性の特性情報に基づいて、そのタイムデビエーション

特性に対応する電力スペクトル密度分布特性を有する揺らぎ信号列を発生し、この揺らぎ信号列と出力するクロック信号の中心周波数を決めるデータとを加算し、その加算結果に対応した周波数の信号をダイレクトディジタルシンセサイザから出力させ、このダイレクトディジタルシンセサイザの出力信号を波形整形してクロック信号を出力するようにしている。

【0171】

このため、所望のタイムデビエーション特性を満足するワンダを有するクロック信号を容易に発生することができる。

【0172】

また、本発明の請求項2のワンダ発生装置は、揺らぎ信号列発生部を、擬似ランダム信号に基づいて白色雑音信号を発生する雑音発生手段と、特性情報設定手段によって設定された特性情報に基づいて、雑音発生手段から出力された白色雑音信号の電力スペクトル密度分布を、所望のタイムデビエーション特性に対応した周波数変動の電力スペクトル密度分布に近似させるための伝達関数のインパルス応答を演算するインパルス応答演算手段と、インパルス応答演算手段の演算結果と雑音発生手段から出力される雑白色雑音信号との畳込み演算を行い、周波数変動の電力スペクトル密度分布特性を有する揺らぎ信号列を発生する畳込み演算手段とによって構成している。

【0173】

このようにデジタル的に揺らぎ信号列を生成しているので、所望のタイムデビエーション特性を満足するワンダを有するクロック信号を精度よく発生することができる。

【0174】

また、本発明の請求項3のワンダ発生装置は、インパルス応答演算手段が、周波数変動の電力スペクトル密度分布特性と伝達関数との誤差分に対応する補正関数によってインパルス応答を補正しているので、所望のタイムデビエーション特性を満足するワンダを有するクロック信号をさらに精度よく発生することができる。

【0175】

また、本発明の請求項4のワンダ発生装置は、畳込み演算手段が、インパルス応答の演算結果の絶対値が小さい方の積和演算を優先的に行うようにしているので、浮動小数点演算の際の誤差を少なくすることができる。

【0176】

また、本発明の請求項5のワンダ発生装置は、インパルス応答演算手段が、雑音発生手段から白色雑音信号が出力される毎にインパルス応答の演算を毎回行うように構成され、畳込み演算手段が、インパルス応答演算手段によって毎回算出される演算結果を用いて畳込み演算を行うようにしているので、メモリを節約でき、装置のハードウェア構成を簡素化できる。

【0177】

また、本発明の請求項6のワンダ発生装置は、揺らぎ信号列発生部が、所望のタイムデビエーション特性に対応した電力スペクトル密度分布特性 $S_y(f)$ の周波数範囲を複数に分割する帯域の周波数に応じたレートで雑音信号を並列に出力して、各帯域毎の電力スペクトル密度に応じた重み付けを行って合成することで揺らぎ信号列を発生している。

【0178】

このため、任意の電力スペクトル密度分布特性の揺らぎ信号を発生することができ、インパルス応答の演算が困難な複雑なTDEVマスク特性のクロック信号を容易に発生することができる。

【0179】

また、本発明の請求項7のワンダ発生装置は、雑音発生手段が、それぞれ異なる初期位相でM系列の擬似ランダム符号を発生する複数(m)組の擬似ランダム信号発生手段を有し、各擬似ランダム信号発生手段の所定段の出力をまとめてmビット並列の白色雑音信号として出力するように構成されているので、その白色雑音信号を理想の白色雑音に極めて近いものにすることができ、所望のタイムデビエーション特性を満足するワンダを有するクロック信号をさらに精度よく発生することができる。

【0180】

また、本発明の請求項8のデジタル回線試験装置は、規定のタイムデビエー

ション特性を満足するワンダを有するクロック信号を発生するためのワンダ発生装置と、ワンダ発生装置から出力されたクロック信号に同期したデジタル信号を試験対象のデジタル回線に送出する送信部と、試験対象のデジタル回線から折り返されたデジタル信号を受信するとともに、この受信したデジタル信号のクロック信号を再生する受信部と、受信部が受信したデジタル信号の誤り測定を行う誤り測定部と、受信部によって再生されたクロック信号のタイムデビエーション特性を測定するタイムデビエーション測定部と、表示装置と、誤り測定部の測定結果を表示装置に表示するとともに、タイムデビエーション測定部で測定されたタイムデビエーション特性を規定のタイムデビエーション特性と対比できるように表示装置に表示する表示制御手段とを備えている。

【0181】

このため、試験対象のデジタル回線のワンダについての評価を容易に且つ効率的に行うことができ、また、デジタル回線によるワンダの変化を表示画面上で容易に比較できる。

【0182】

また、請求項9のデジタル回線試験装置は、ワンダー発生装置が、前記請求項1または請求項2または請求項3または請求項4または請求項5または請求項6または請求項7記載のワンダ発生装置であるため、所望のタイムデビエーション特性を満足するワンダを有するクロック信号に同期したデジタル信号を試験対象の回線に送出することができ、回線の評価を正しく行うことができ、また、装置を小型化できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の実施の形態の全体構成を示すブロック図

【図2】

実施形態の要部の構成を示すブロック図

【図3】

本発明の原理を説明するための電力スペクトル密度分布特性

【図4】

本発明の原理を説明するための相対電力スペクトル密度分布特性

【図 5】

実施形態の要部の構成を示すブロック図

【図 6】

実施形態の要部の回路図

【図 7】

実施形態の要部の回路図

【図 8】

インパルス応答を示す図

【図 9】

実施形態の要部回路図

【図 10】

実施形態の要部の動作を説明するための図

【図 11】

実施形態の測定結果を示す図

【図 12】

電力スペクトル密度分布と伝達関数と差を示す図

【図 13】

規定の TDEV 特性と実際の TDEV 特性の差を示す図

【図 14】

補正関数を示す図

【図 15】

電力スペクトル密度分布と補正後の伝達関数と差を示す図

【図 16】

規定の TDEV 特性と補正後の TDEV 特性の差を示す図

【図 17】

正逆可能な擬似ランダム発生回路の回路図

【図 18】

正逆可能な擬似ランダム発生回路の状態遷移図

【図 1 9】

正逆可能な擬似ランダム発生回路の所定ビット目の出力の変化を示す図

【図 2 0】

正逆可能な擬似ランダム発生回路の正順と逆順の状態対応図

【図 2 1】

正逆可能な擬似ランダム発生回路の回路図

【図 2 2】

ワンダ発生装置の変形例を示す図

【図 2 3】

揺らぎ信号列発生部の変形例を示す図

【図 2 4】

図 2 3 の要部の構成を示すブロック図

【図 2 5】

図 2 3 の要部の動作を説明するためのタイミング図

【図 2 6】

図 2 3 の要部の動作を説明するための図

【図 2 7】

図 2 3 の要部の構成を示すブロック図

【図 2 8】

図 2 3 の要部の動作を説明するための図

【図 2 9】

規定の T D E V 特性と実際の T D E V 特性の差を示す図

【図 3 0】

図 2 3 の要部の他の構成を示すブロック図

【図 3 1】

従来のワンダ発生装置の構成を示すブロック図

【図 3 2】

規定の T D E V 特性例を示す図

【符号の説明】

- 1 デジタル回線
 - 20 デジタル回線試験装置
 - 21 ワンダ発生装置
 - 22 中心周波数設定手段
 - 23 特性情報設定手段
 - 24、24' 揺らぎ信号列発生部
-

- 25 雑音発生手段
 - 26 インパルス応答演算手段
 - 27 メモリ
 - 28 畳込み演算手段
 - 29 加算器
 - 30 DDS
 - 30a 加算器
 - 30b ラッチ回路
 - 30c 波形メモリ
 - 30d D/A変換器
 - 31 クロック信号出力回路
 - 31a 帯域通過フィルタ
 - 31b コンパレータ
 - 40 送信部
 - 41 受信部
-

- 42 誤り測定部
- 43 TDEV測定部
- 44 TIE検出部
- 45 TDEV演算部
- 46 表示制御手段
- 47 表示装置
- 50 メモリ
- 51 データ振分手段

5 2 ₁ ~ 5 2 _{1 3} 1 / 2 分周器

5 3 ₁ ~ 5 3 _{1 3} ラッチ回路

5 4 重み付け手段

5 5 ₁ ~ 5 5 _{1 3} 乗算器

5 6 合成手段

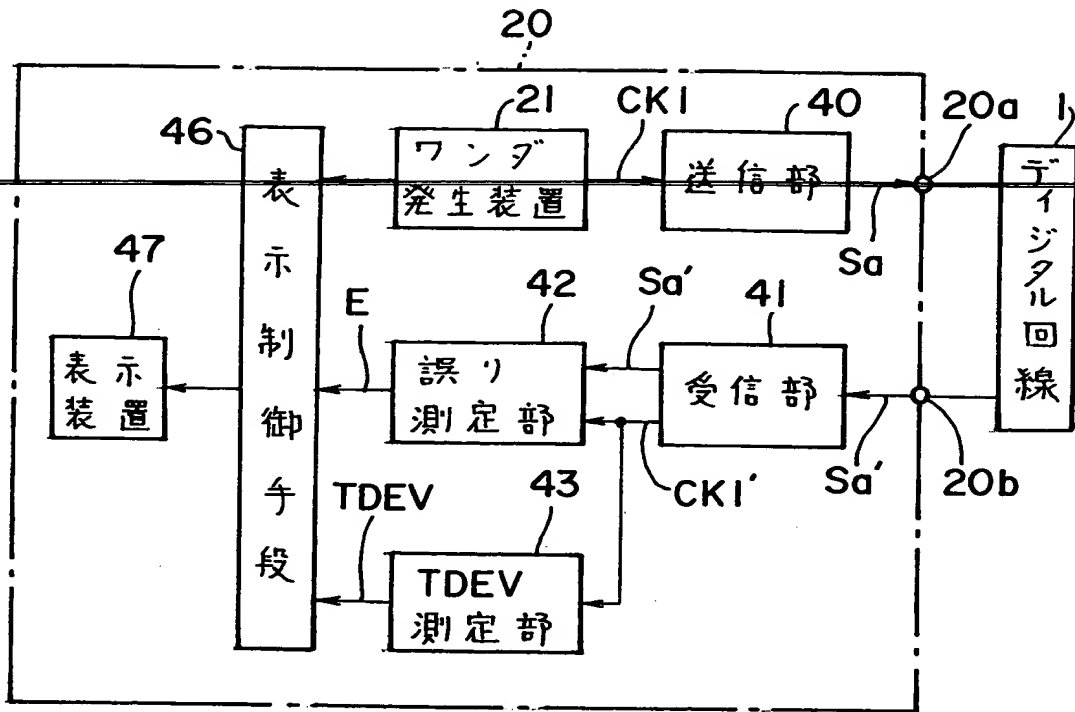
5 7 ₁ ~ 5 7 ₁ サブバンド合成器

5 8 ₁ ~ 5 8 ₁ サブバンド分波器

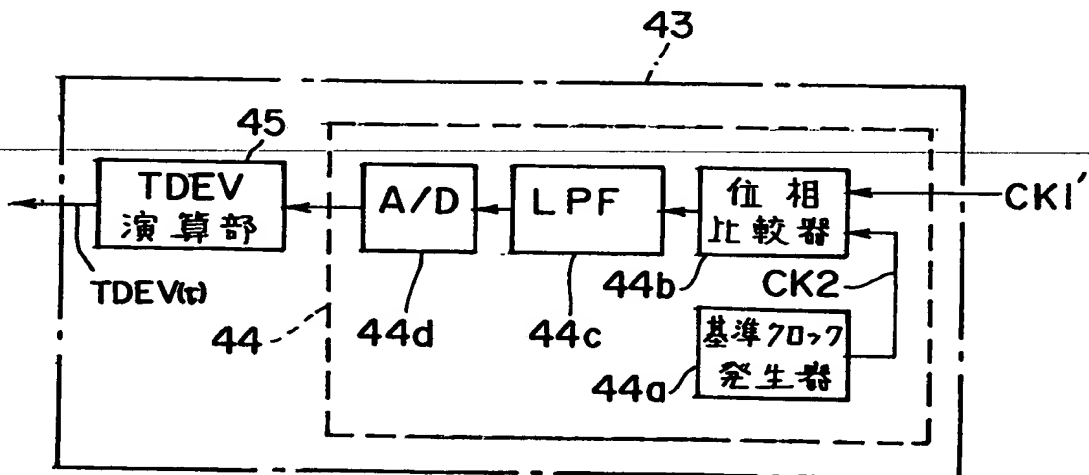
【書類名】

図面

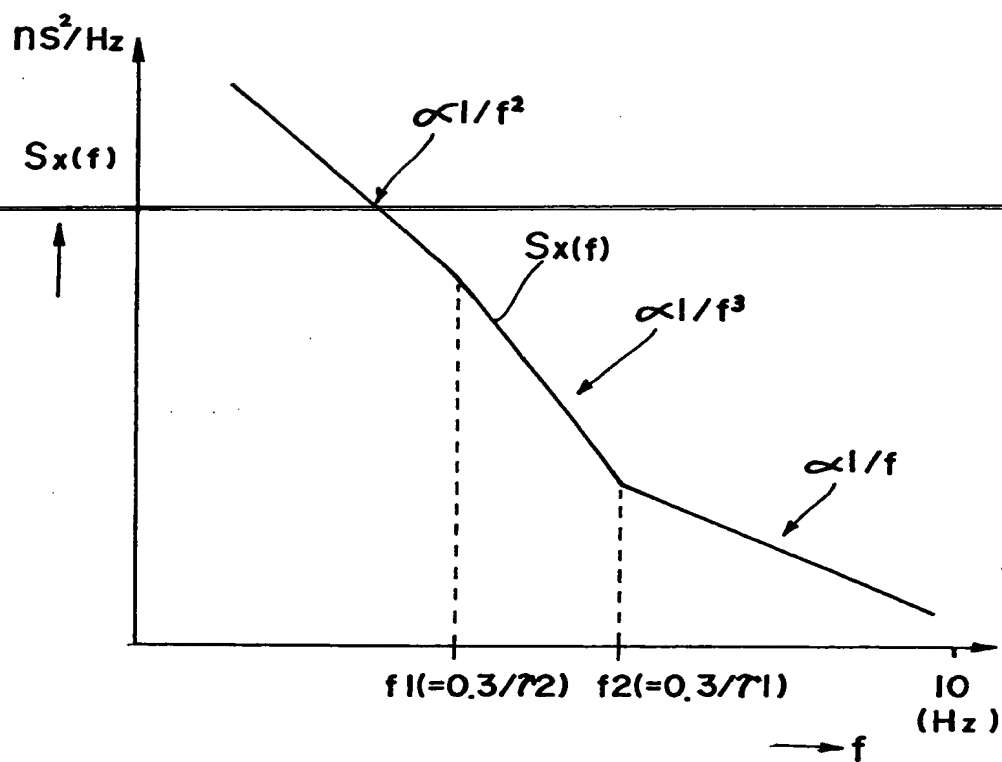
【図1】



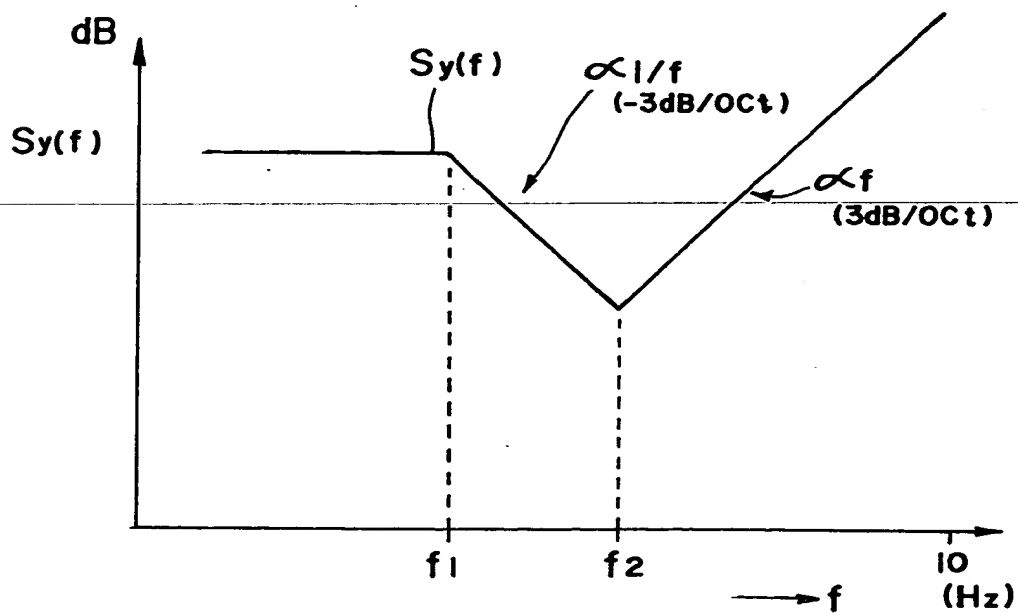
【図2】



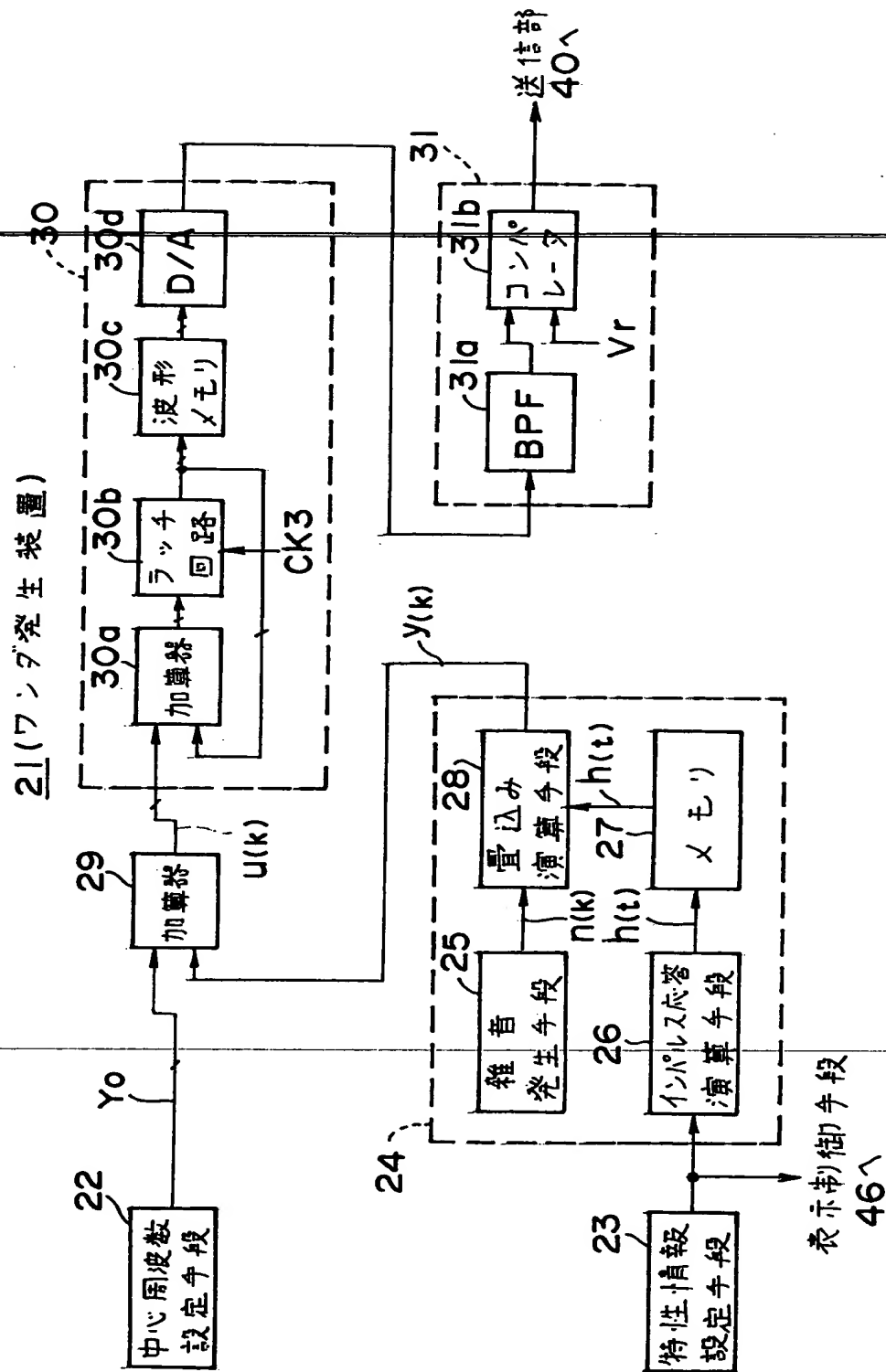
【図3】



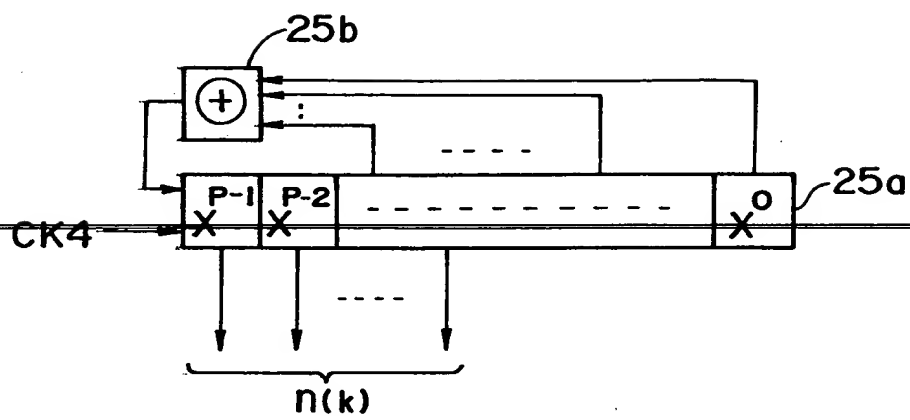
【図4】



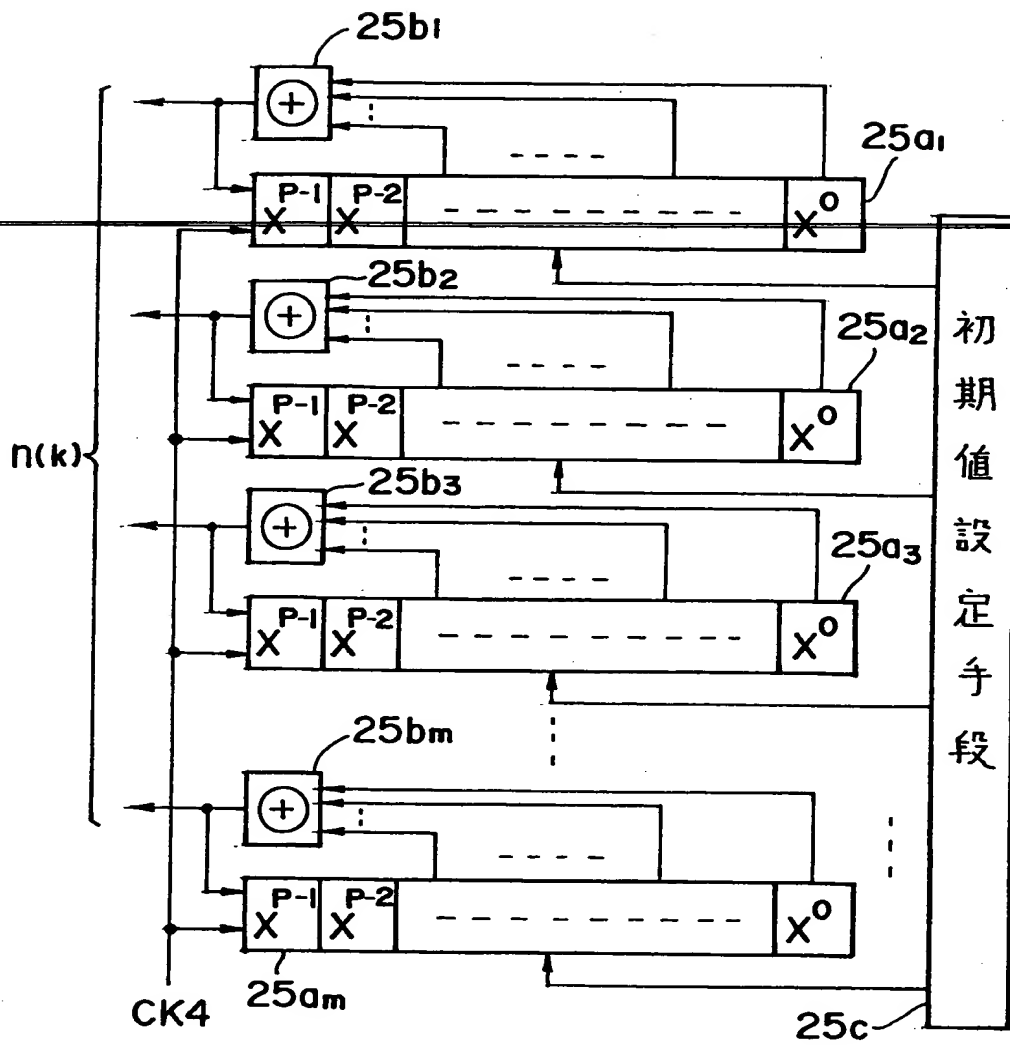
【図5】



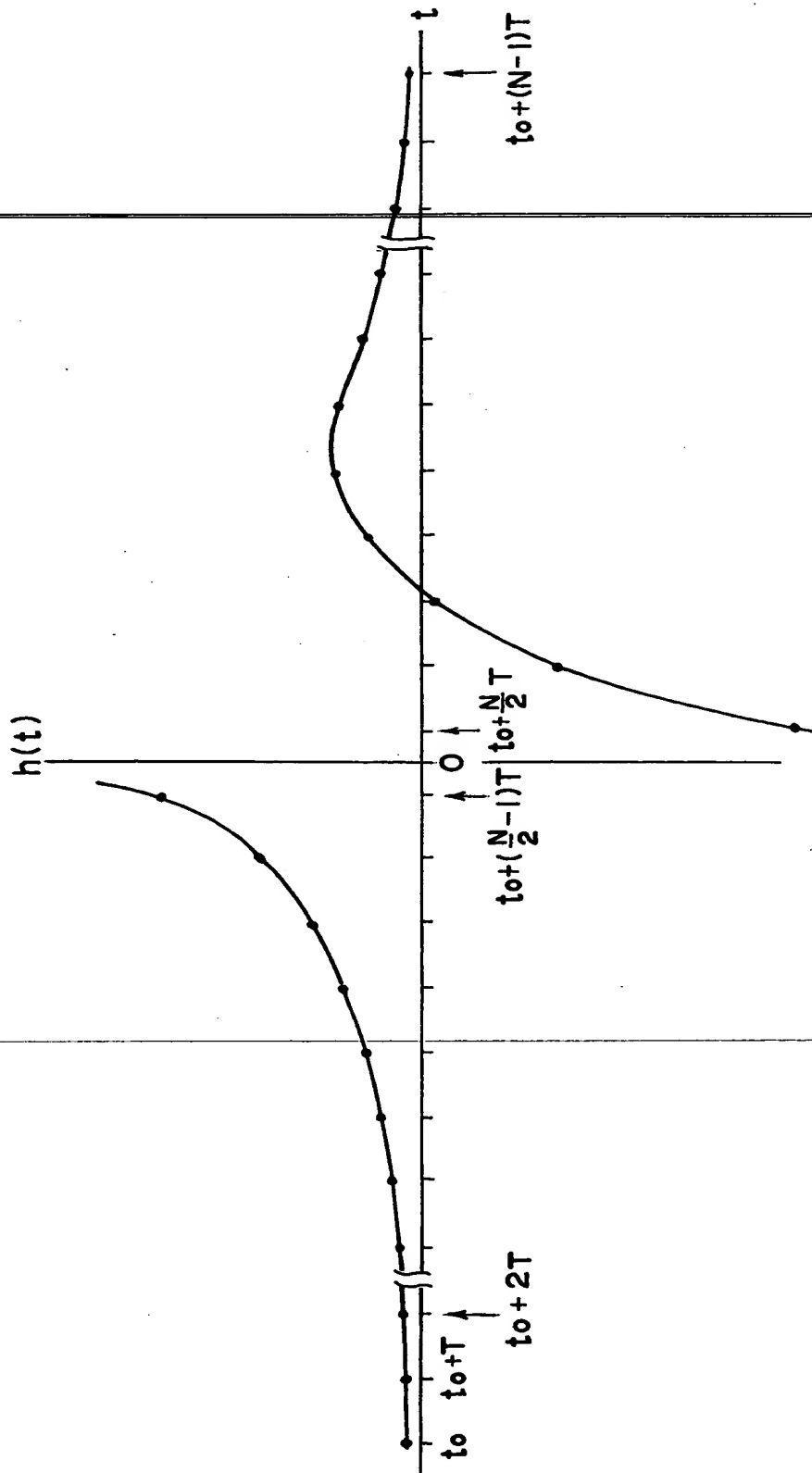
【図 6】



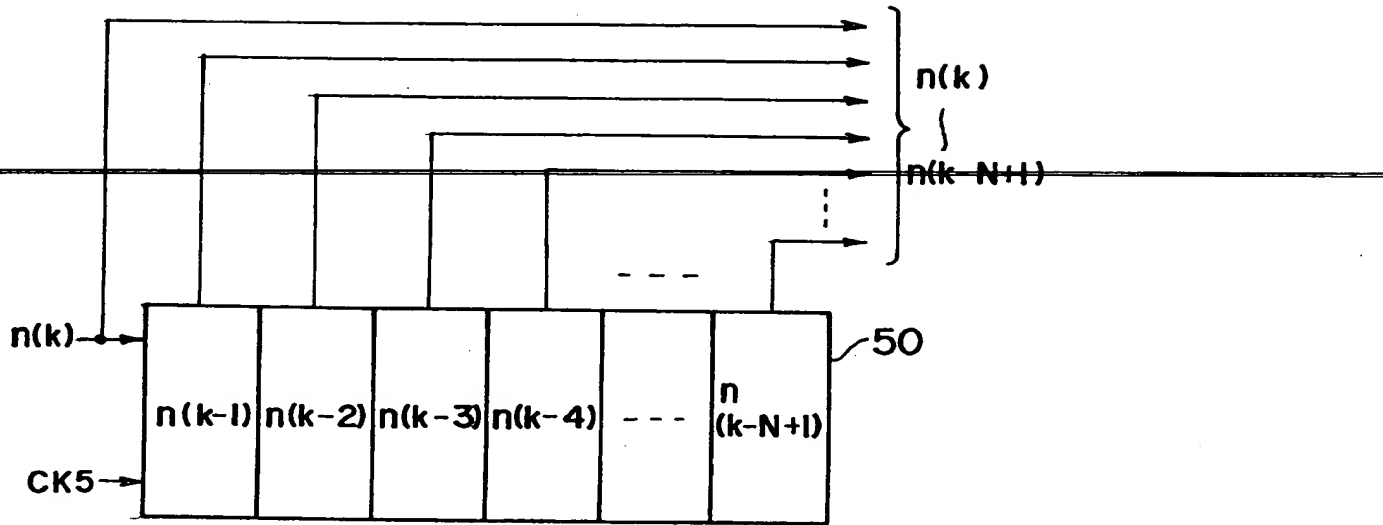
【図 7】



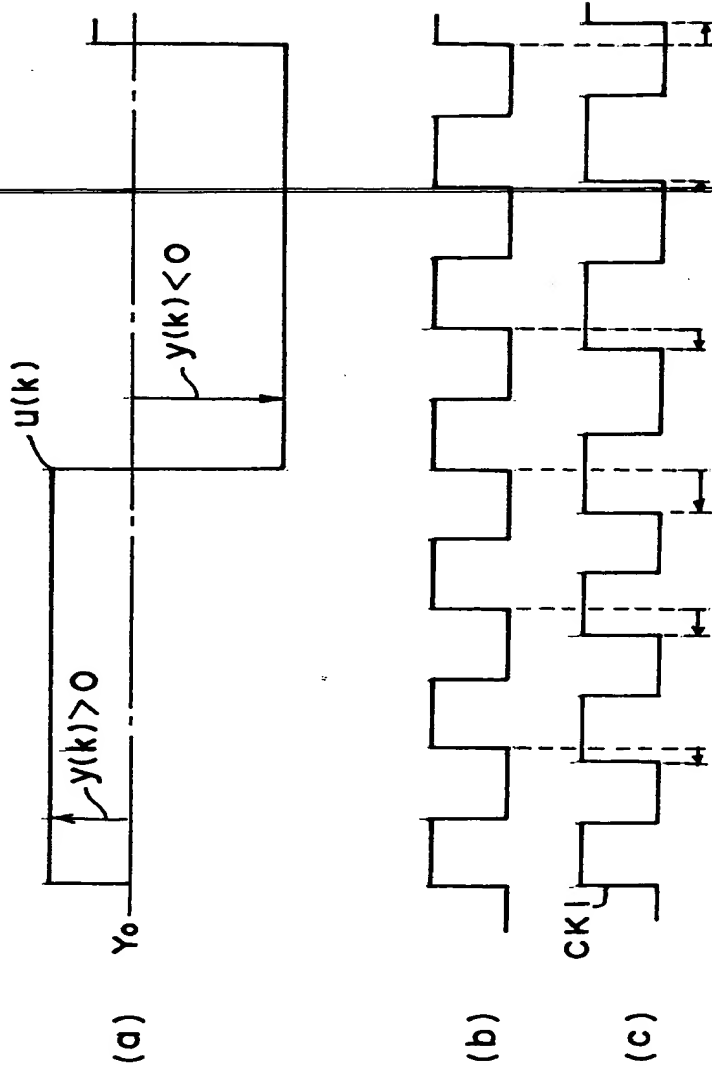
【図8】



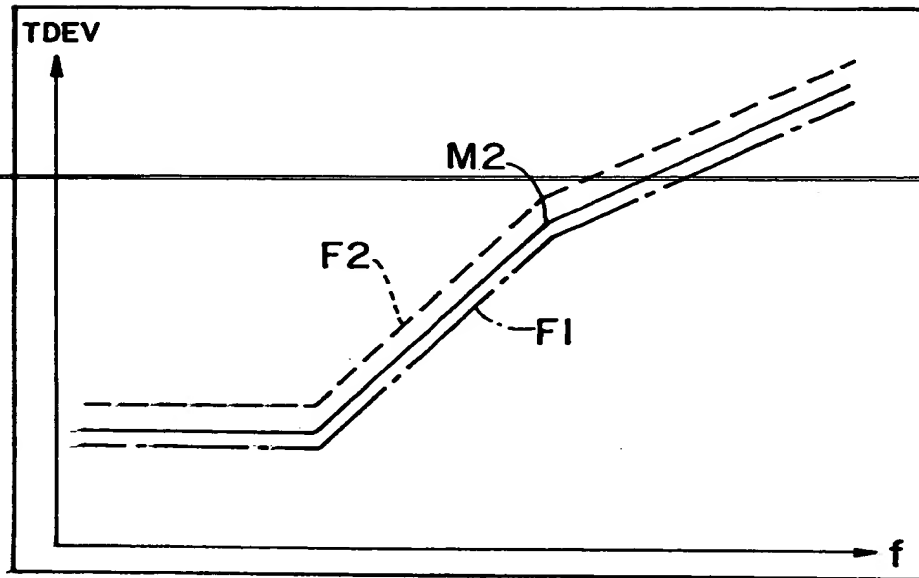
【図 9】



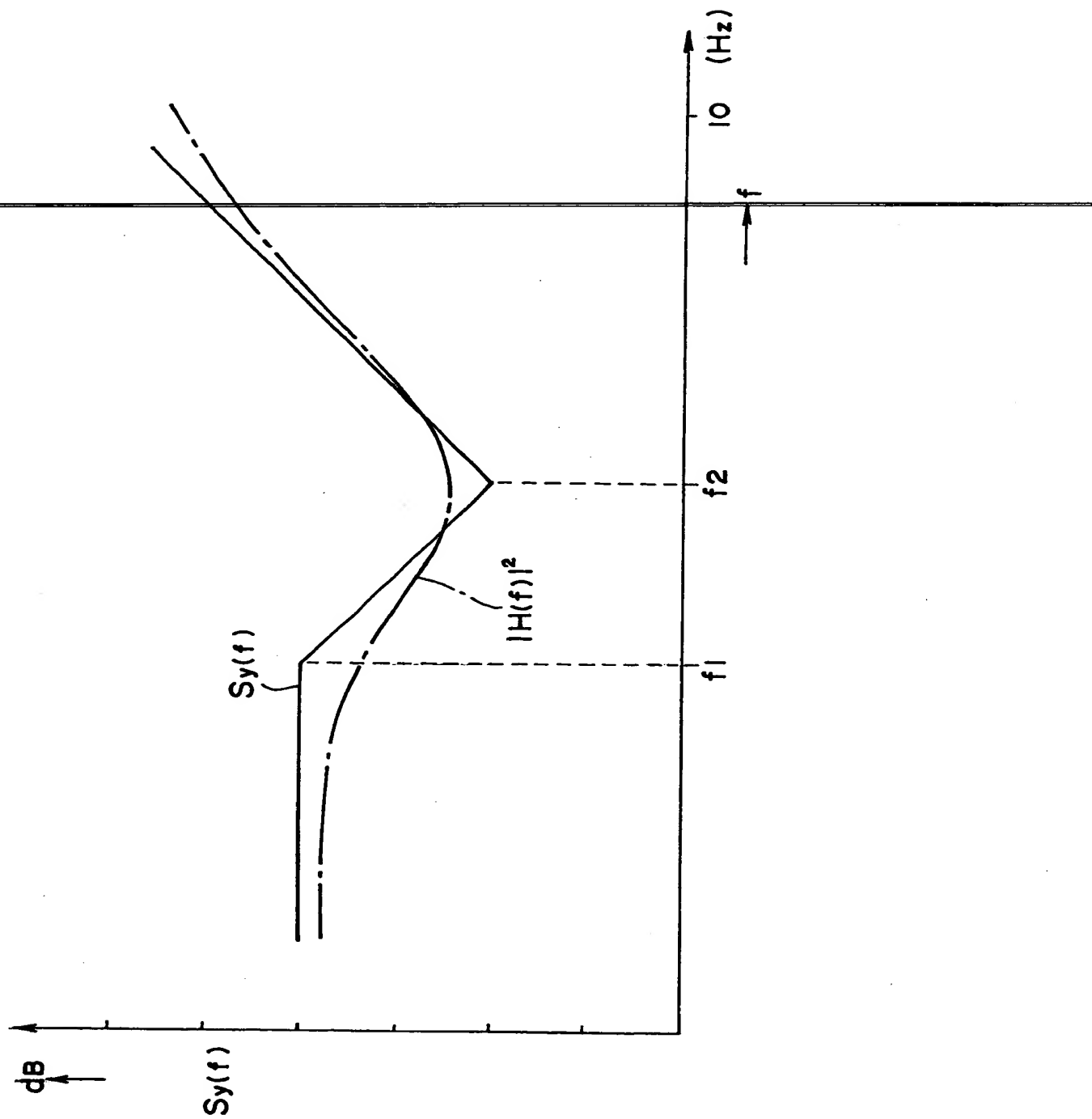
【図 10】



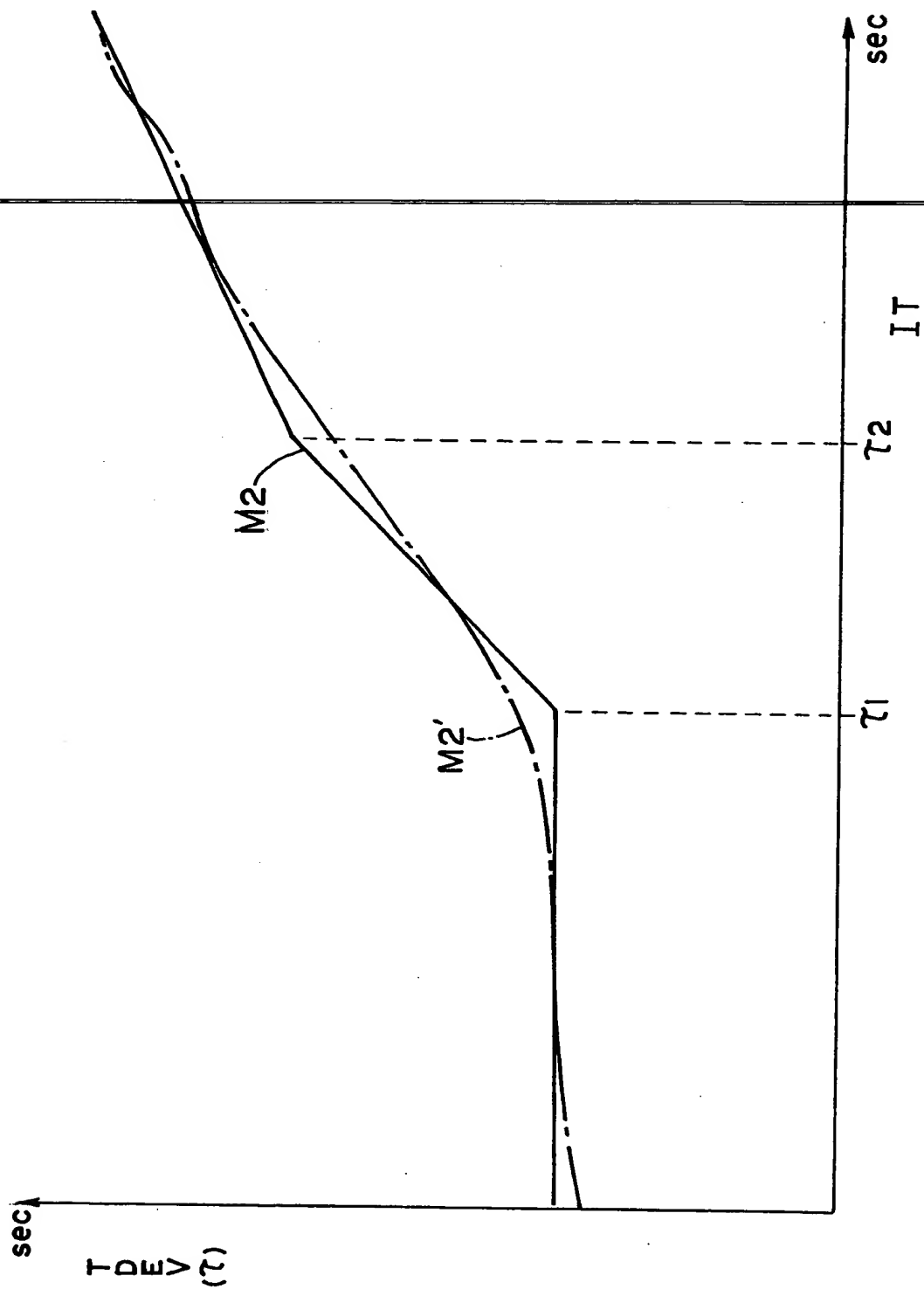
【図 11】



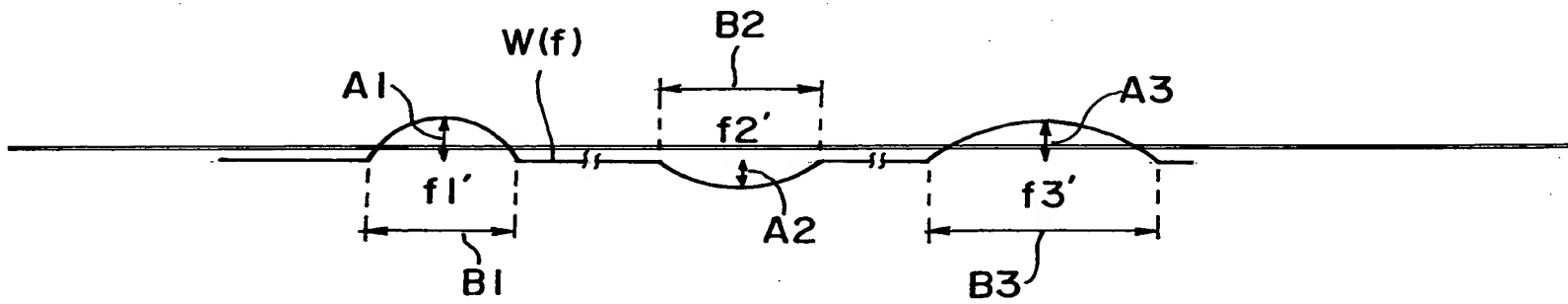
【図 12】



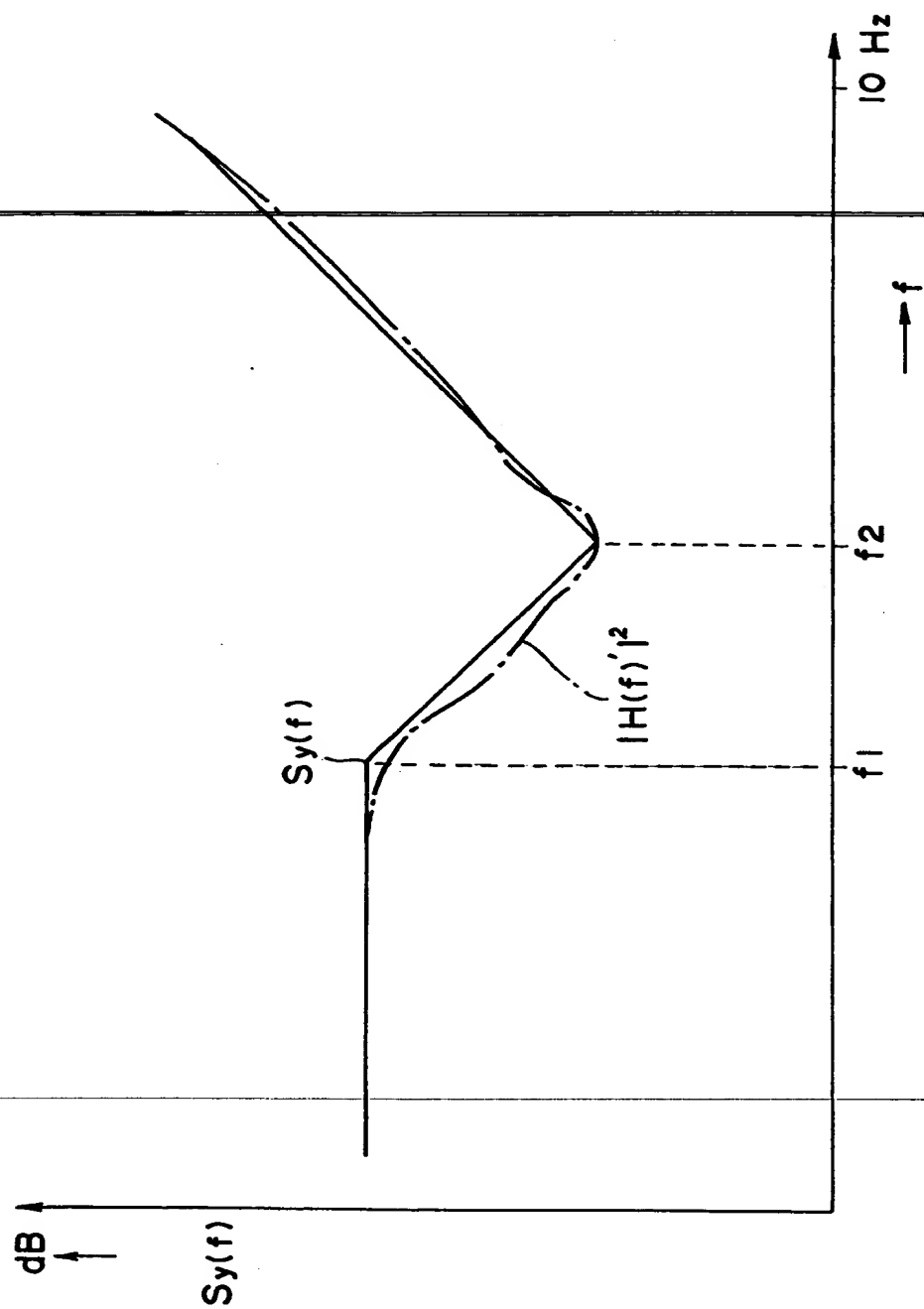
【図 13】



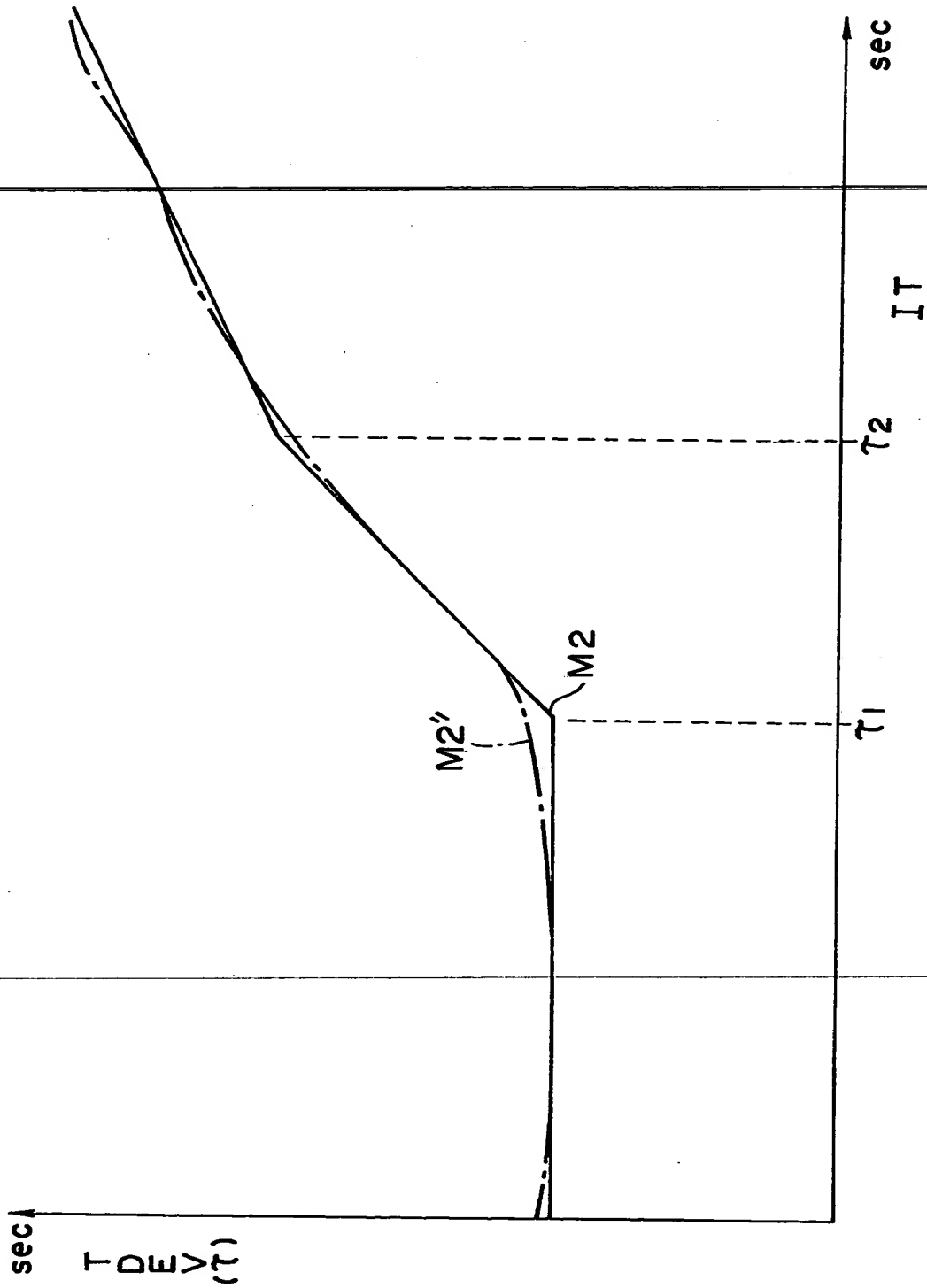
【図 14】



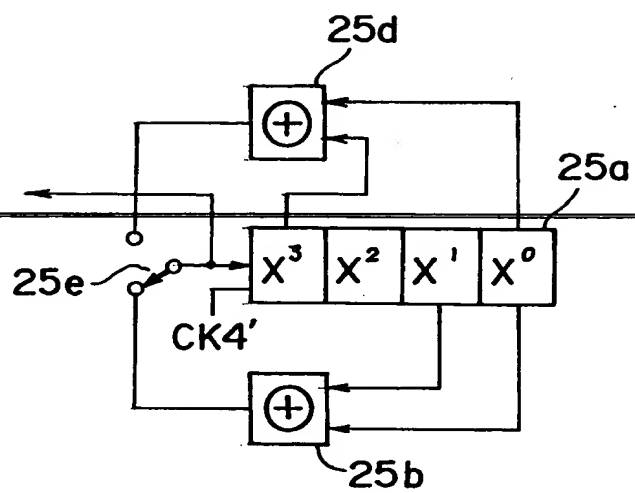
【図15】



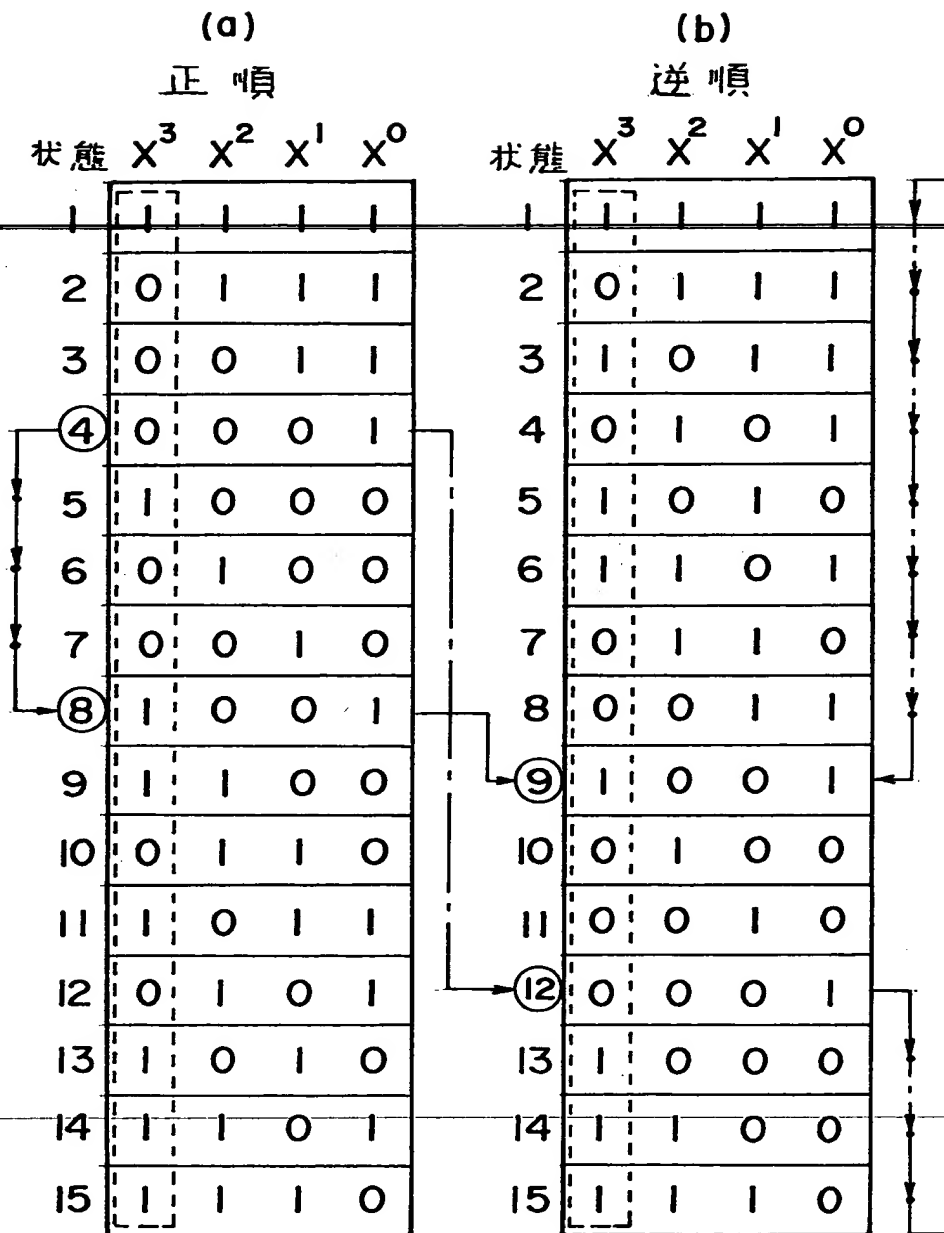
【図 16】



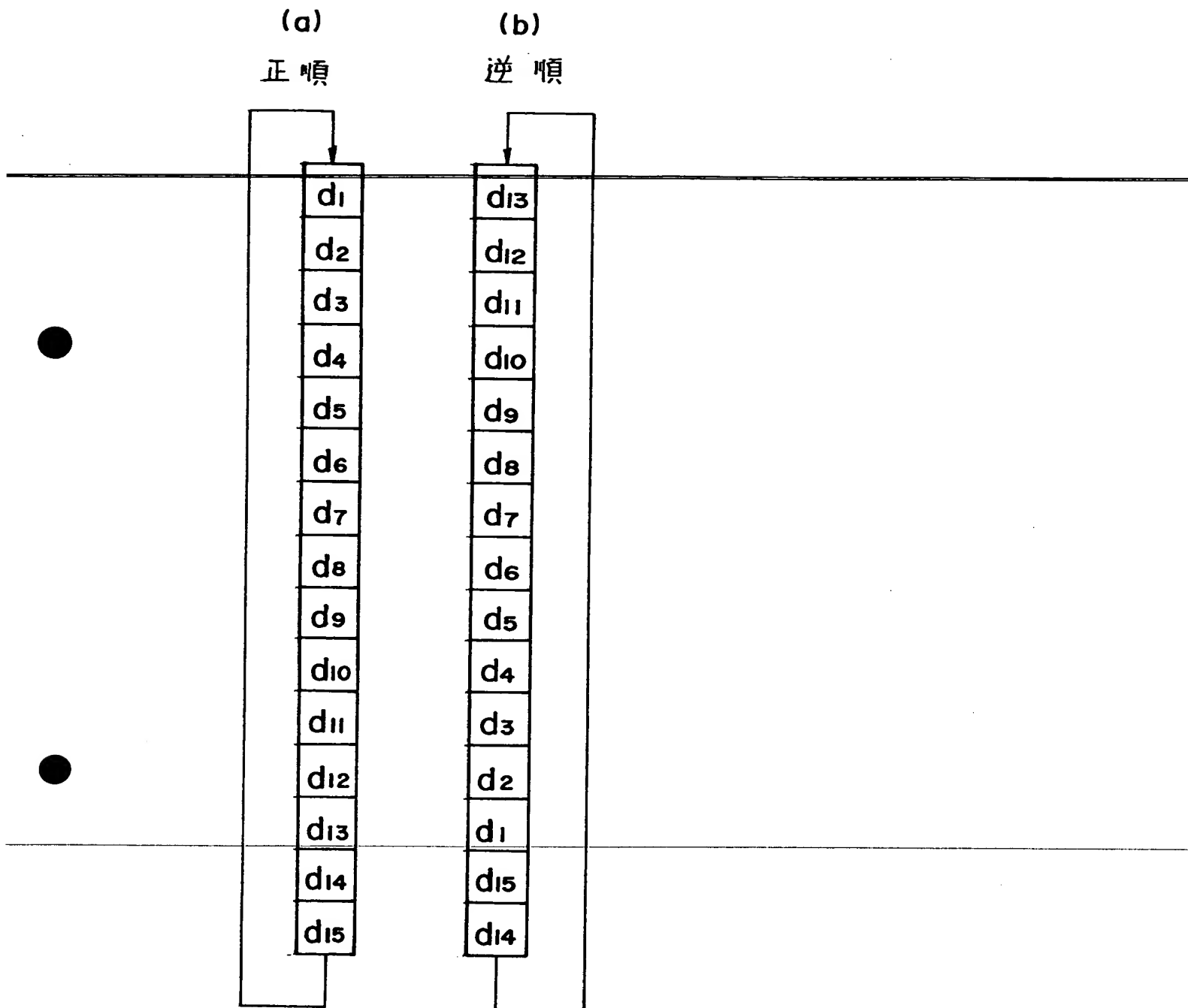
【図 1 7】



【図18】



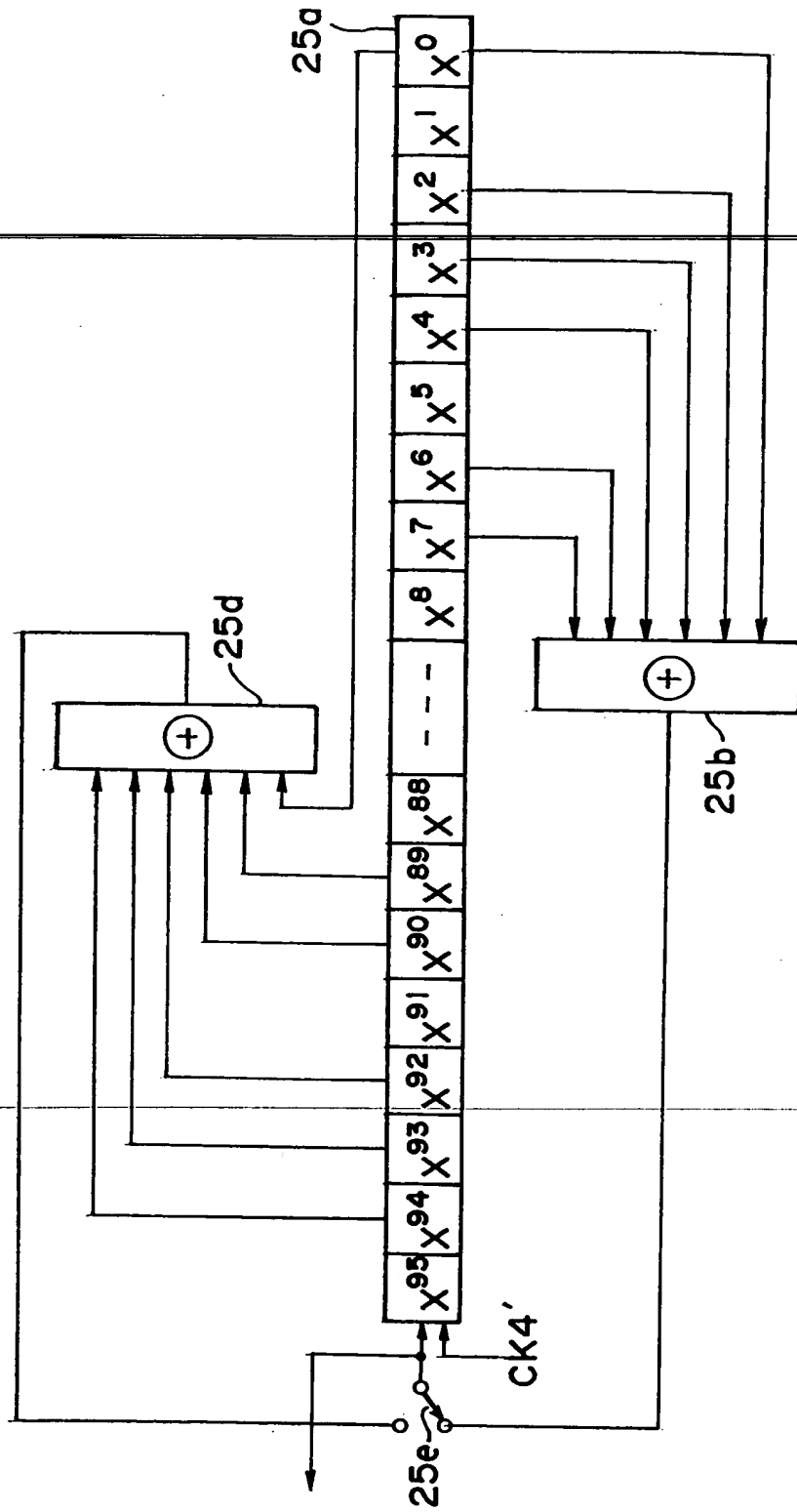
【図19】



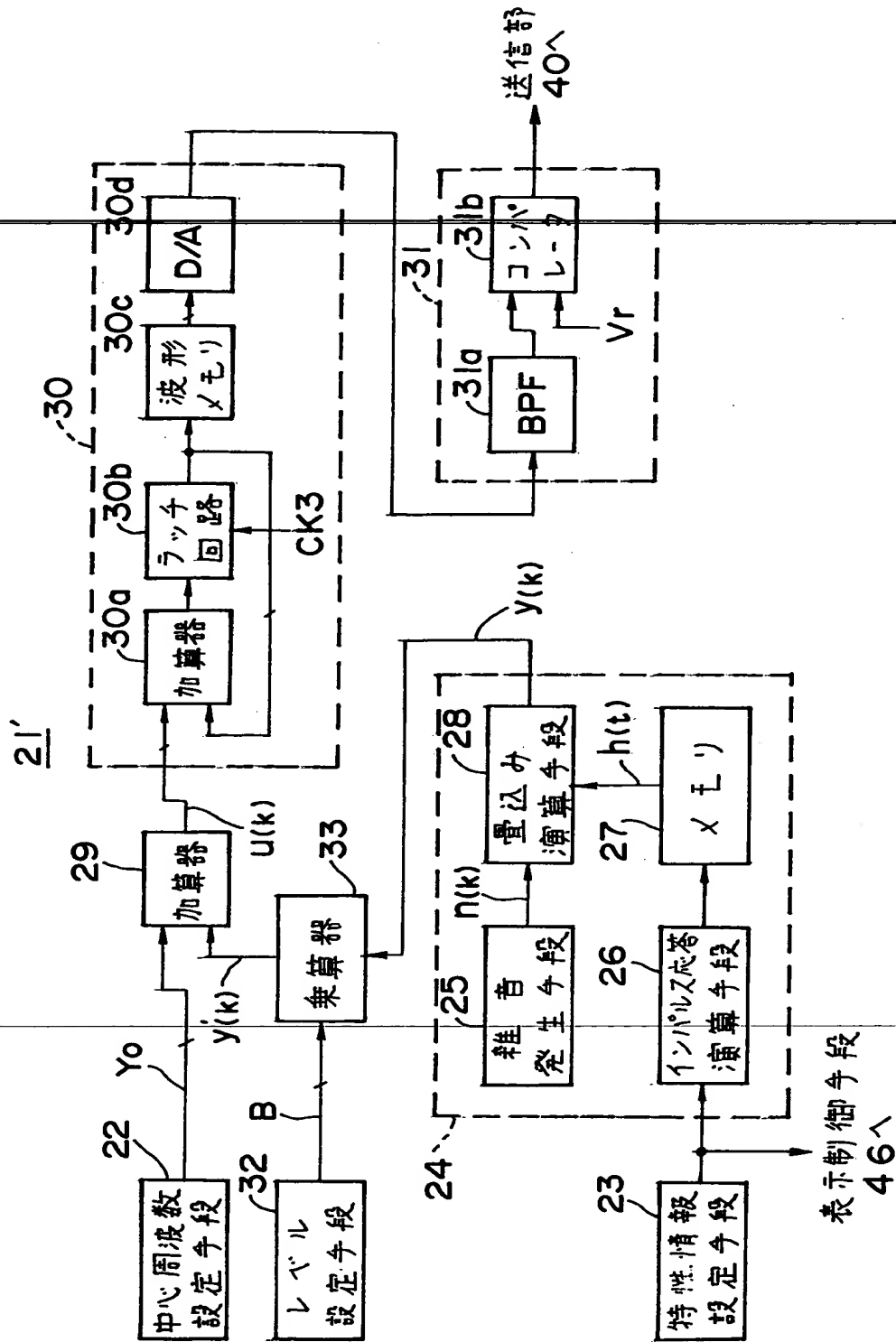
【図 2 0】

| 状 態 対 応 | |
|---------|-----|
| 正 順 | 逆 順 |
| 1 | 1 |
| 2 | 2 |
| 3 | 8 |
| 4 | 12 |
| 5 | 13 |
| 6 | 10 |
| 7 | 11 |
| 8 | 9 |
| 9 | 14 |
| 10 | 7 |
| 11 | 3 |
| 12 | 4 |
| 13 | 5 |
| 14 | 6 |
| 15 | 15 |

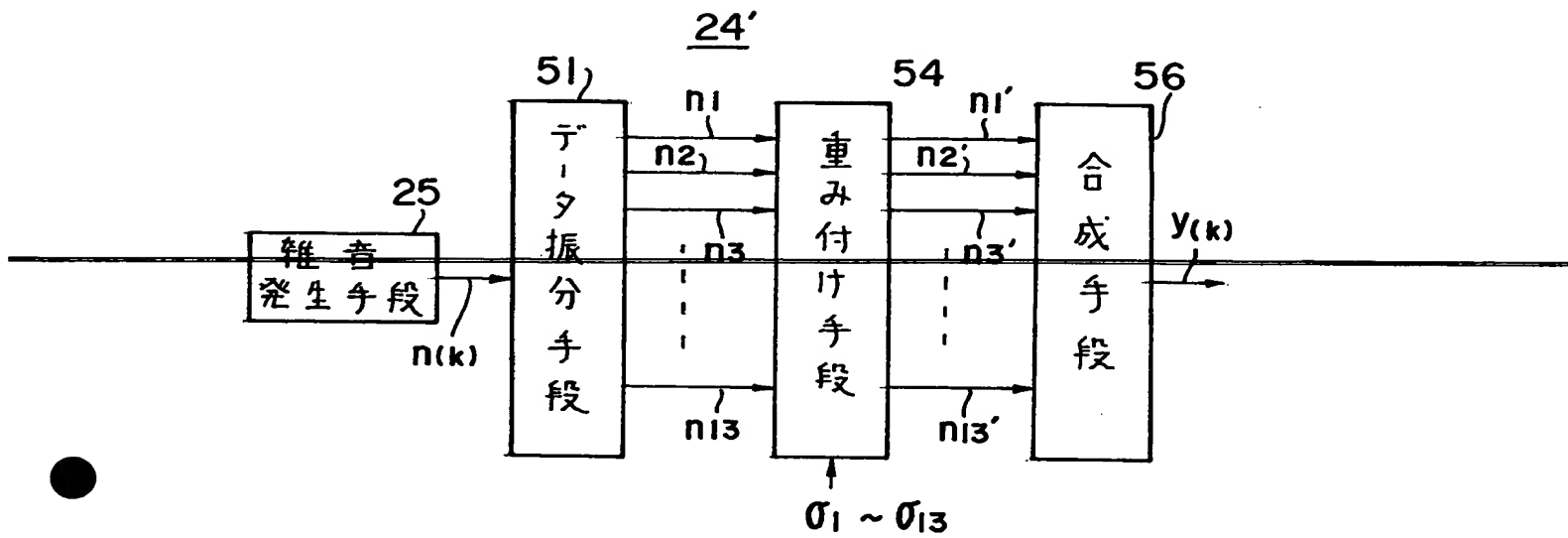
【図 21】



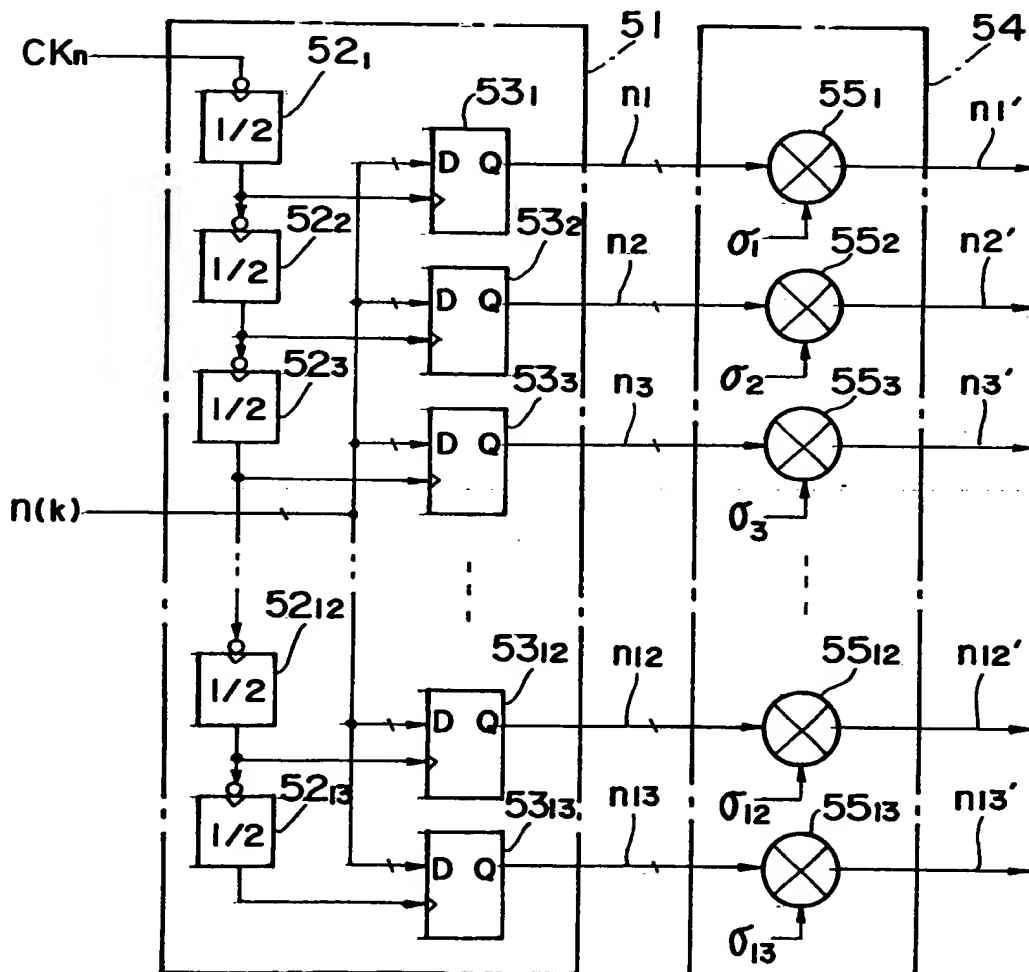
【図 22】



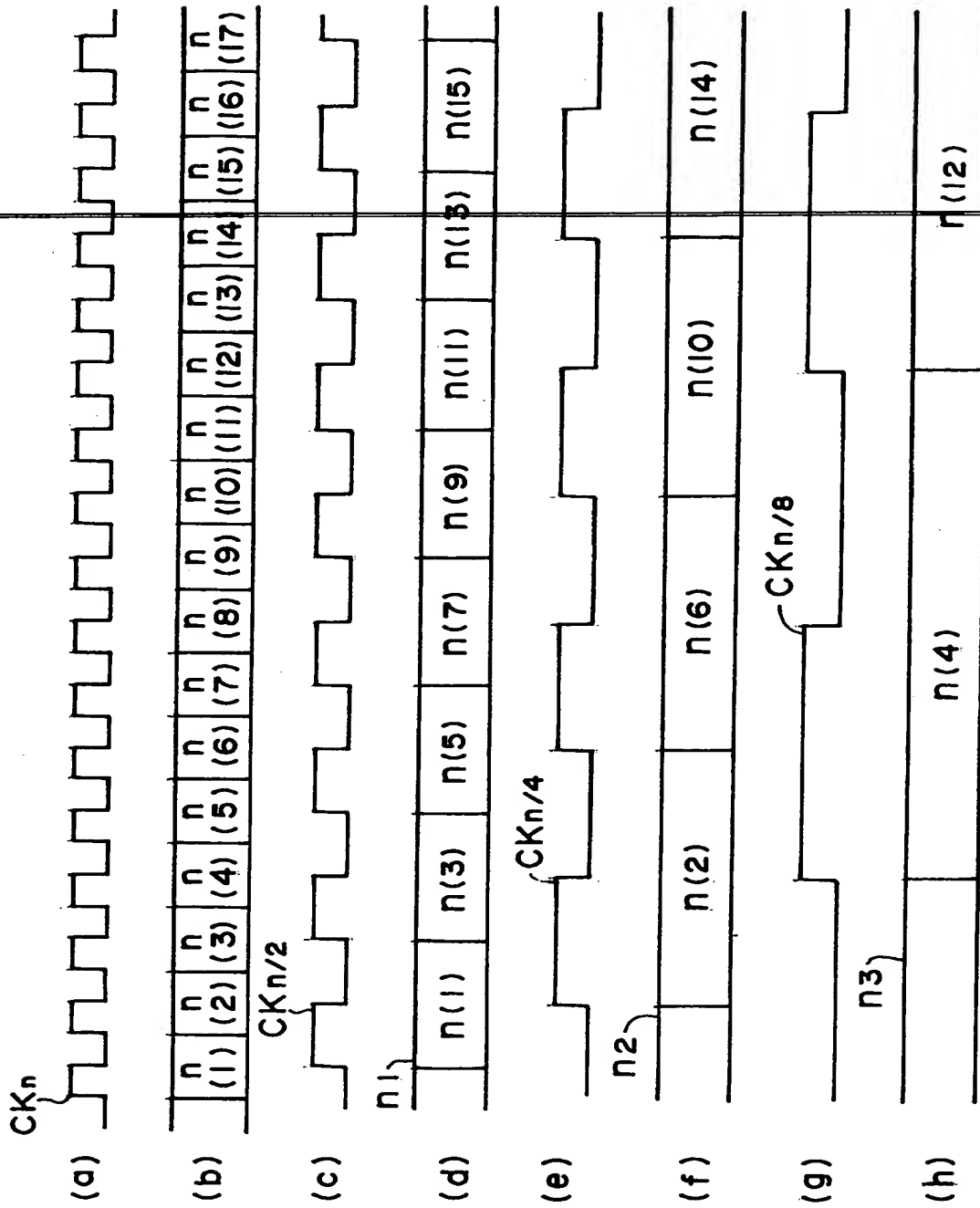
【図 2 3】



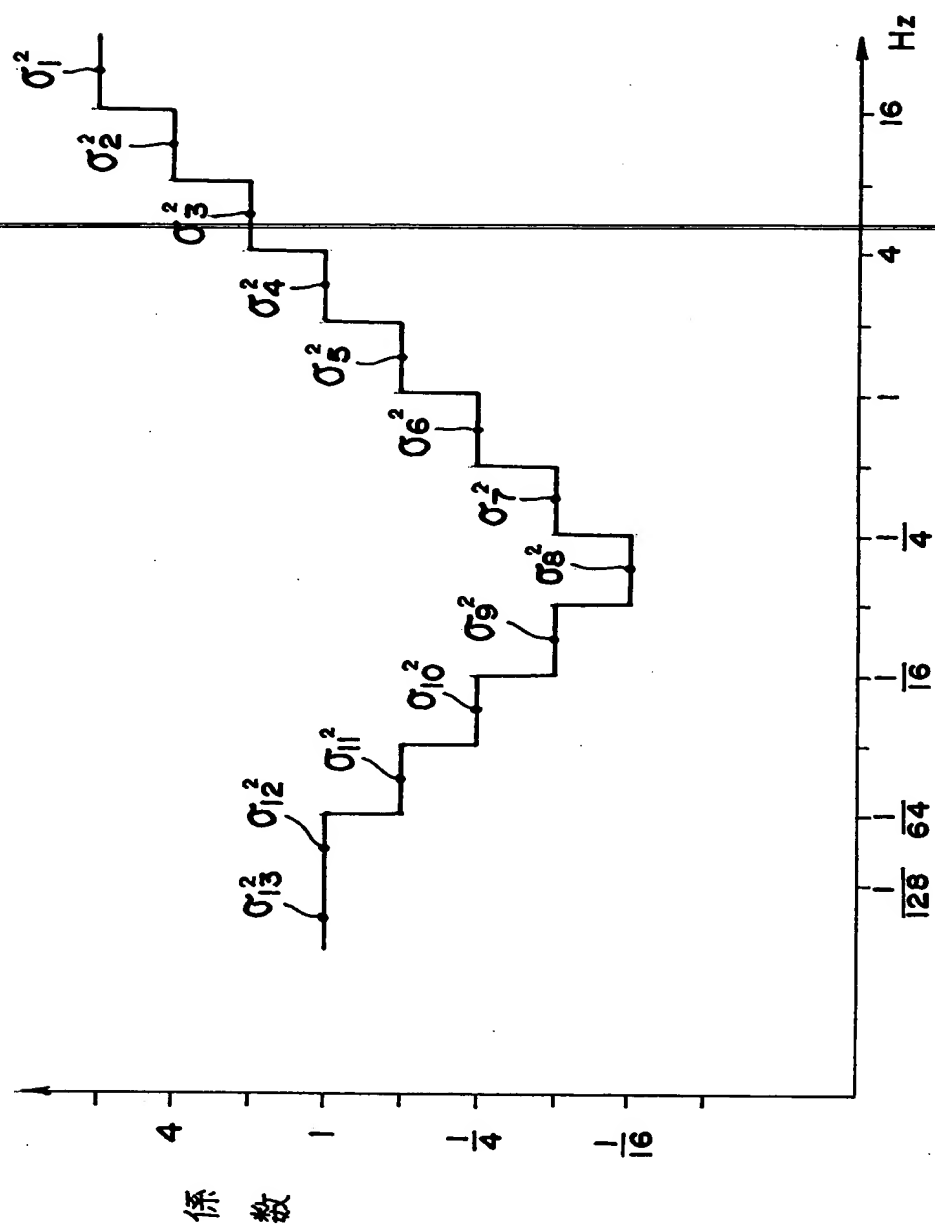
【図 2 4】



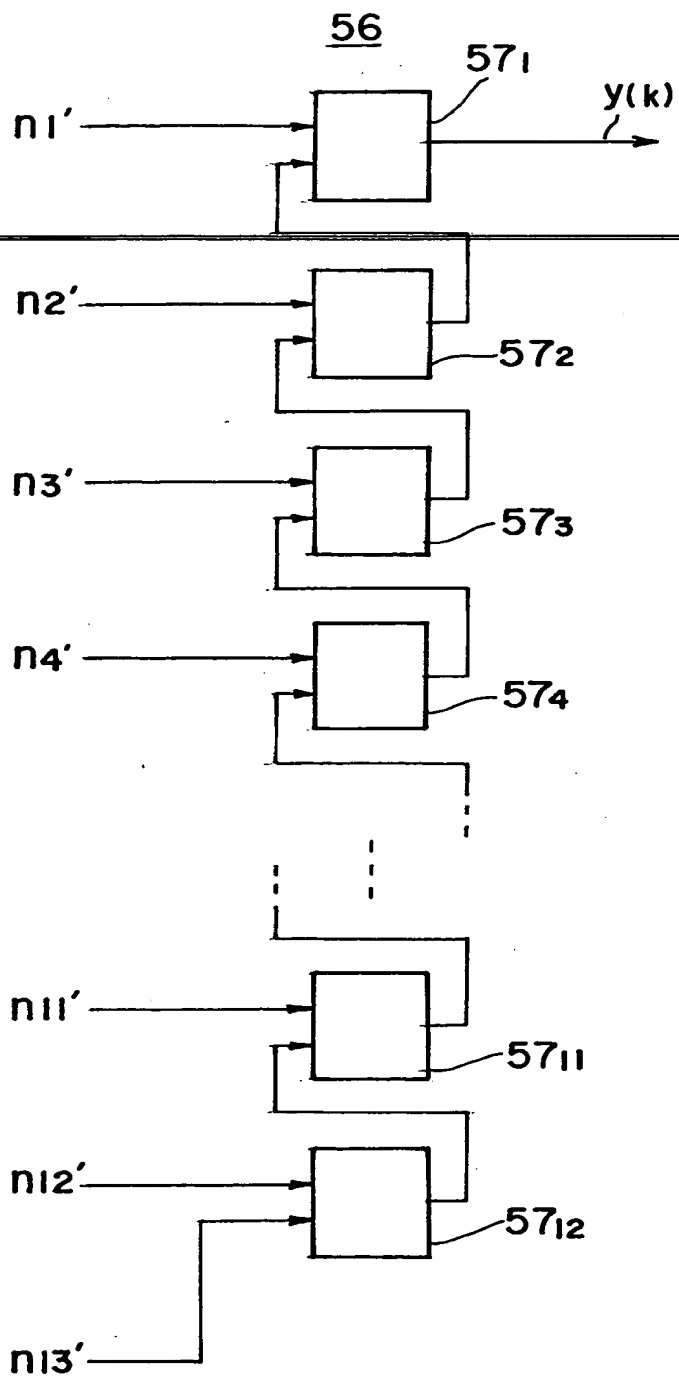
【図 25】



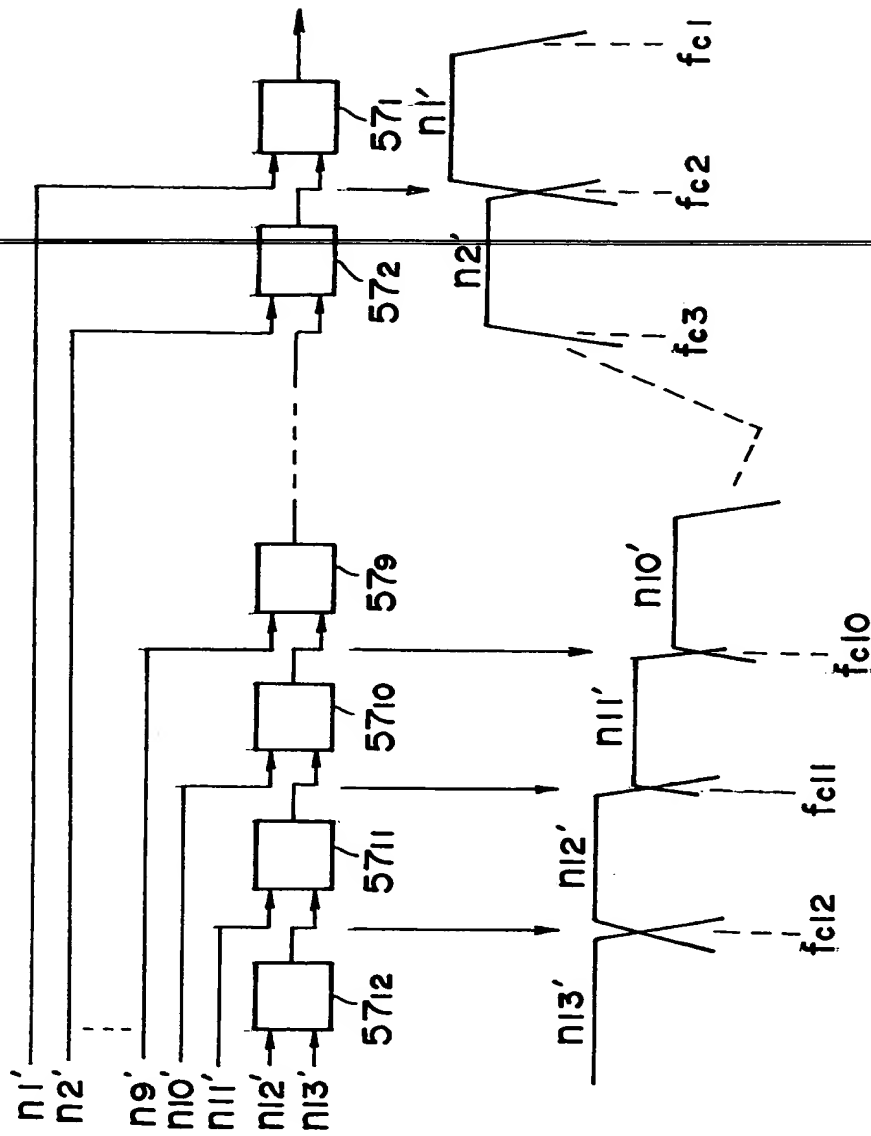
【図 26】



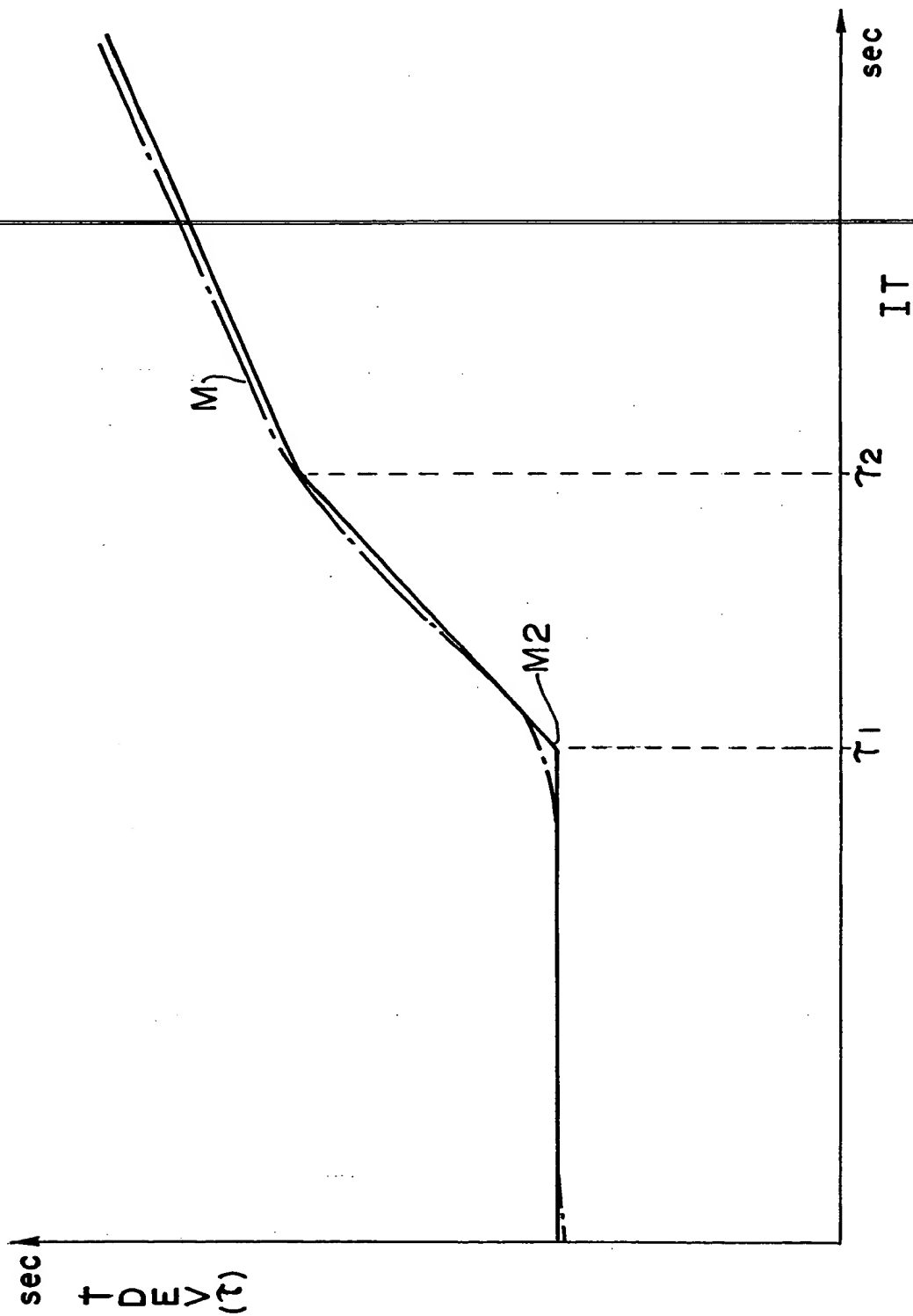
【図 2 7】



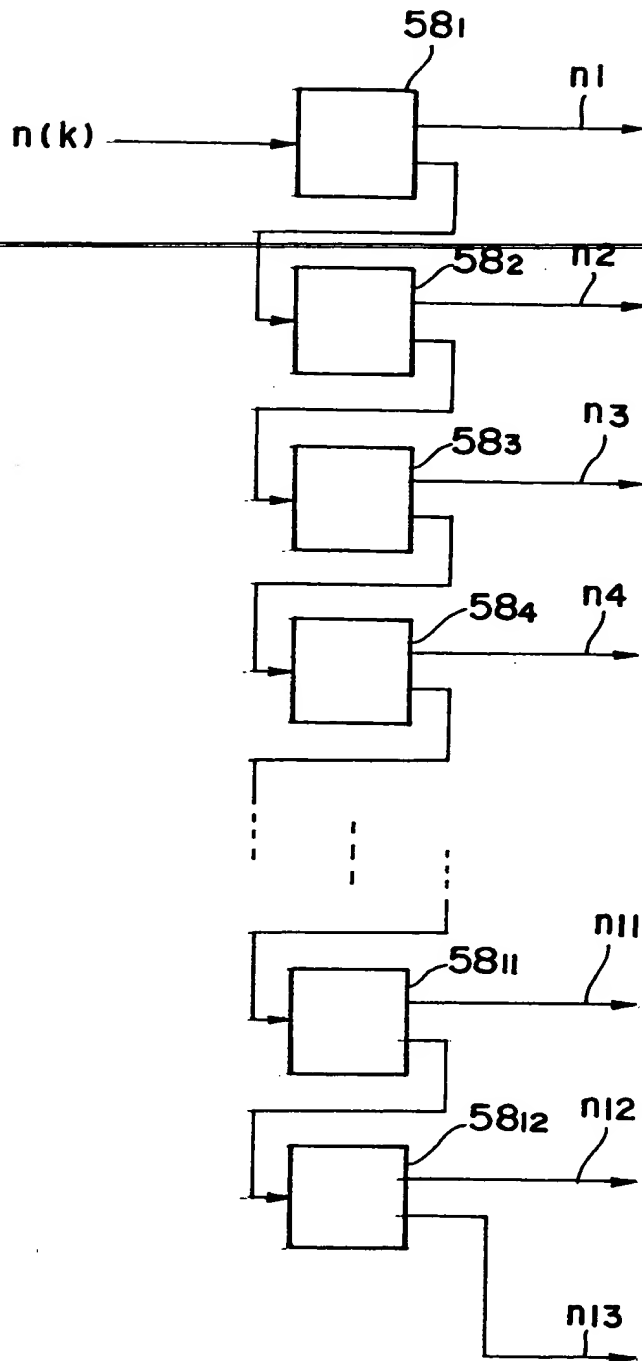
【図 28】



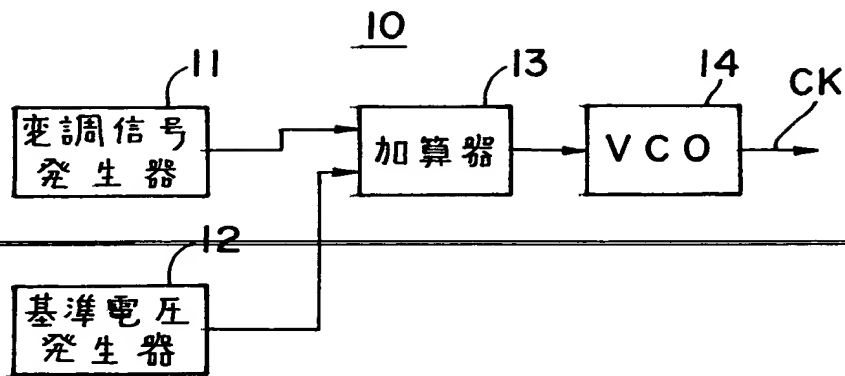
【図 2 9】



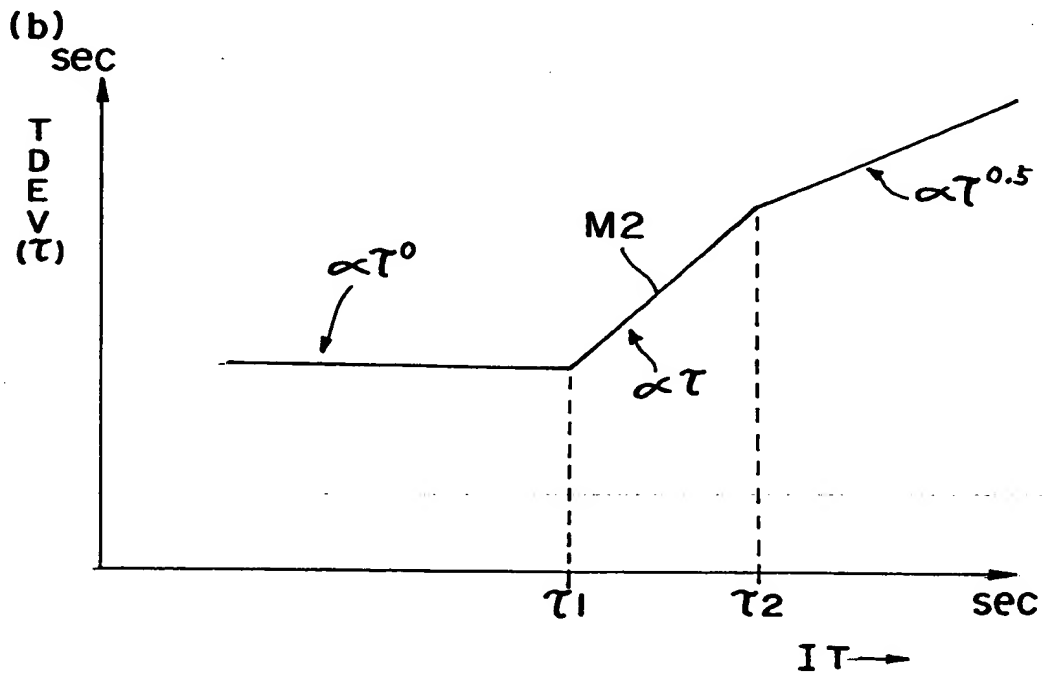
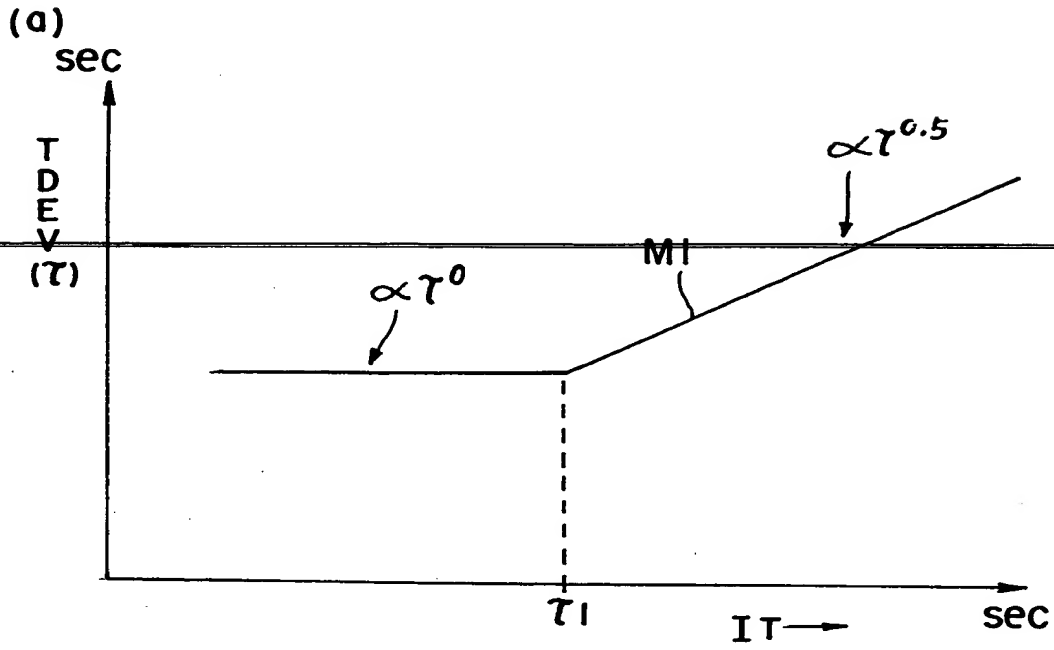
【図30】



【図 3 1】



【図 3 2】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 任意のTDEVマスクを満足するクロック信号を容易に且つ精度良く発生させる。

【解決手段】 ワンダ発生装置21の揺らぎ信号列発生部24は、特性情報設定手段23によって設定された所望のタイムデビエーション特性の特性情報に基づいて、そのタイムデビエーション特性に対応する電力スペクトル密度分布特性を有する揺らぎ信号列を発生し、中心周波数設定手段22によって設定された中心周波数のデータとこの揺らぎ信号列とを加算器29で加算し、その加算結果に対応した周波数の信号をDDS30から出力させ、このDDS30の出力信号をクロック信号出力回路31によって波形整形してクロック信号を出力するようにしている。

【選択図】 図5

認定・付加情報

| | |
|---------|---------------|
| 特許出願の番号 | 特願2000-006642 |
| 受付番号 | 50000030571 |
| 書類名 | 特許願 |
| 担当官 | 第三担当上席 0092 |
| 作成日 | 平成12年 1月17日 |

<認定情報・付加情報>

【提出日】

平成12年 1月14日

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000000572]

| | |
|----------|-------------------|
| 1. 変更年月日 | 1990年 8月29日 |
| [変更理由] | 新規登録 |
| 住 所 | 東京都港区南麻布5丁目10番27号 |
| 氏 名 | アンリツ株式会社 |